

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-004600
 (43)Date of publication of application : 07.01.2000

(51)Int.Cl. H02P 21/00
 B66B 1/30
 H02P 7/63

(21)Application number : 10-168050

(71)Applicant : NIPPON OTIS ELEVATOR CO
 MEIDENSHA CORP

(22)Date of filing : 16.06.1998

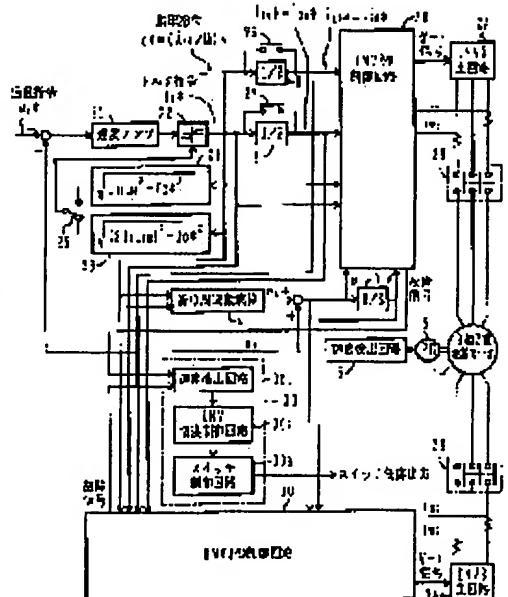
(72)Inventor : OSHIMA KENJI
 YAMADA TETSUO
 KODAMA TAKASHI
 YOSHIDA YASUHIRO

(54) VARIABLE SPEED DRIVING APPARATUS

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To increase the motor torque at resumption of operation, by providing a reoperation control means to switch excitation currents and torque currents of normal inverters to specified magnification factors when a 3-phase and N-fold winding motor is driven in variable speed and M inverters out of N units developed failure.

SOLUTION: A repeated operation control unit 30 fetches a failure signal to a fault detecting circuit 301 from the control circuits 2B, 3B when a failure such as breakdown of the main circuit element of inverter or blowing of fuse is generated. When a failure occurs in the inverter 3 and repeated operation is performed only by the inverter 2, a switch 29 is controlled to open, the switches 28, 26, 27 are closed and the switch 25 is changed over to the arithmetic unit 24 side. When the switches 26, 27 are closed, current commands $i1d^*$, $i1q^*$ become twice the ordinary value to eliminate the case where a torque T is reduced to $1/4$. The voltage application coefficient can be enhanced by eliminating the primary voltage to be applied to the motor from the inverter becomes $1/2$. When a current command is doubled, the switch 25 is changed over to the limiter arithmetic unit 24 side in order to set a limit value of the limiter 22 to the value identical to the ordinary value.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 28.06.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

*** NOTICES ***

JPO and NCIPPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] A three-phase-circuit N lap winding line motor is driven at variable speed with the inverter of N base, and set an exciting current and a torque current to $1/N$ at the time, and it usually considers them as the current command of each inverter. In the variable speed drive equipment which performs re-operation with the healthy remaining inverters at the time of inverter failure generating Variable speed drive equipment characterized by having the re-operation control means which changes the exciting current and torque current of a healthy inverter $1/(N-M)$ twice from $1/N$ when M sets of inverters carry out failure generating among the inverters of N base.

[Claim 2] A three-phase-circuit N lap winding line motor is driven at variable speed with the inverter of N base, and set an exciting current and a torque current to $1/N$ at the time, and it usually considers them as the current command of each inverter. In the variable speed drive equipment which performs re-operation with the healthy remaining inverters at the time of inverter failure generating When M sets of inverters carry out failure generating among the inverters of N base, the exciting current and torque current of a healthy inverter from $1/N$ Variable speed drive equipment characterized by having the re-operation control means which doubles [which is decided by equipment maximum current $I1LIM$ of an inverter $(N-M) / I1LIM/\sqrt{2}$] an exciting current, and changes a torque current limit value to $I(N-M)1LIM/\sqrt{2}$.

[Claim 3] A three-phase-circuit N lap winding line motor is driven at variable speed with the inverter of N base, and set an exciting current and a torque current to $1/N$ at the time, and it usually considers them as the current command of each inverter. In the variable speed drive equipment which performs re-operation with the healthy remaining inverters at the time of inverter failure generating Variable speed drive equipment characterized by having the re-operation control means which turns OFF the current control loop of the control circuit of a healthy inverter when M sets of inverters carry out failure generating among the inverters of N base, and makes an inverter a control voltage source.

[Claim 4] Said re-operation control means is claim 1 characterized by having the rate command generating means which becomes below the acceleration condition searched for beforehand from the relation between the torque as which a load requires a load in the case of the system configuration driven at variable speed by the rate pattern with an acceleration/deceleration space and a constant-speed field, and the torque in which the output of said healthy inverter is possible thru/or variable speed drive equipment given in any 1 of 3.

[Translation done.]

*** NOTICES ***

**JPO and NCIP are not responsible for any
damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]**[0001]**

[Field of the Invention] This invention relates to the method which starts the equipment driven at variable speed by two or more sets of inverters, especially re-operates a three-phase-circuit multiple winding motor with the remaining healthy inverters at the time of failure generating of an inverter.

[0002]

[Description of the Prior Art] When re-operation of the equipment driven at variable speed in a three-phase motor by two or more sets of inverters by the remaining healthy inverters is attained and it is applied to an elevator at the time of failure of an inverter, the emergency operation of it becomes possible.

[0003] The inverter output of two sets is combined through an interphase reactor, a three-phase motor is driven, when one set of an inverter breaks down to this kind of equipment, it is separated to it, and there is a method re-operated at a rate lower than rated speed with a healthy inverter in it (Japanese-Patent-Application-No. No. 64957 [62 to] official report).

[0004] As other methods, a coil considers as the equipment which drives the tandem motor or three-phase-circuit 2 coil motor which became independent magnetically by two sets of inverters, respectively, and when one inverter breaks down, what makes the separation unnecessary and is driven with the inverter of another side is announced (P.5-91-92 besides the Heisei 6 Institute of Electrical Engineers of Japan national conference, 551, the driving gear for ultra high-speed elevators, and Hokari).

[0005] Moreover, the applicant for this patent has already proposed the "inverter control unit for an elevator drive" which usually sets the current command at the time of re-operation to one half at the time as a re-operating system of a three-phase-circuit duplex coil motor (JP,7-002037,B).

[0006] This re-operating system is explained below.

[0007] (Driving gear of a three-phase-circuit duplex coil motor) Drawing 14 shows the driving gear of a three-phase-circuit duplex coil motor, gives 2 sets of coils to the stator winding of the three-phase-circuit induction motor 1, and excites a class coil according to an individual by two sets of inverters. In illustration, the induction motor of six poles is assumed, three coils U1, V1, and W1 are made into one group, other three coils U2, V2, and W2 are made into one group, and it drives with inverters 2 and 3.

[0008] (An electrical-potential-difference equation and its deformation) When this induction motor is considered with the coil model on biaxial, it comes to be shown in drawing 15. In this drawing, if it asks for the electrical-potential-difference equation on the d-q shaft which rotates with the power-source angular frequency omega, it will become the following (1) equation.

[0009]**[Equation 1]**

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ V_{2d} \\ V_{2q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_1+L_1P & -\omega L_1 & M_{12}P & -\omega M_{12} & M_{13}P & -\omega M_{13} \\ \omega L_1 & R_1+L_1P & \omega M_{12} & M_{12}P & \omega M_{13} & M_{13}P \\ M_{12}P & -\omega M_{12} & R_2+L_2P & -\omega L_2 & M_{23}P & -\omega M_{23} \\ \omega M_{12} & M_{12}P & \omega L_2 & R_2+L_2P & \omega M_{23} & M_{23}P \\ M_{13}P & -S\omega M_{13} & M_{23}P & -S\omega M_{23} & R_3+L_3P & -S\omega L_3 \\ S\omega M_{13} & M_{13}P & S\omega M_{23} & M_{23}P & S\omega L_3 & R_3+L_3P \end{bmatrix}}_{\text{インピーダンス行列}} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

R₁, L₁: 第1巻線の1相分の抵抗及び自己インダクタンス

R₂, L₂: 第2巻線の1相分の抵抗及び自己インダクタンス

R₃, L₃: 回転子巻線の1相分の抵抗及び自己インダクタンス

M₁₂, M₁₃, M₂₃: 各巻線間の相互インダクタンス

S: すべり

P: 微分演算子 (d/dt)

[0010] In the above-mentioned formula, if each coil considers as a balanced coil, it will be set to R₁=R₂, L₁=L₂, and M=M₁₂**M₁₃**M₂₃. Moreover, Torque T can be expressed with the following (2) types (it changes absolutely). However, Pole is a motor pole.

[0011]

[Equation 2]

$$\begin{aligned} T &= \frac{Pole}{2} \{ M_{13} (i_{3d} i_{1q} - i_{3q} i_{1d}) + M_{23} (i_{3d} i_{2q} - i_{3q} i_{2d}) \} \\ &= \frac{Pole}{2} \cdot M \{ (i_{1q} + i_{2q}) i_{3d} - (i_{1d} + i_{2d}) i_{3q} \} \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \end{aligned} \quad (2)$$

[0012] Moreover, it can express with the following (3) types and secondary magnetic flux is [0013].

[Equation 3]

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{3d} &= M_{13} i_{1d} + M_{23} i_{2d} + L_3 i_{3d} \\ \lambda_{3q} &= M_{13} i_{1q} + M_{23} i_{2q} + L_3 i_{3q} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

[0014] The following (4) types which transformed this [0015]

[Equation 4]

$$\left. \begin{aligned} i_{3d} &= \frac{1}{L_3} \lambda_{3d} - \frac{M_{13}}{L_3} i_{1d} - \frac{M_{23}}{L_3} i_{2d} \\ i_{3q} &= \frac{1}{L_3} \lambda_{3q} - \frac{M_{13}}{L_3} i_{1q} - \frac{M_{23}}{L_3} i_{2q} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

[0016] It is [0017], when it substitutes for the aforementioned (1) type and sets with leakage inductance M sigma=M-M₂ / L₃ further.

[Equation 5]

$$\left. \begin{array}{l} L_1 - \frac{M^2}{L_3} = (l_1 + M) - \frac{M^2}{L_3} = l_1 + \left(M - \frac{M^2}{L_3} \right) = l_1 + M_\sigma \\ L_2 - \frac{M^2}{L_3} = (l_2 + M) - \frac{M^2}{L_3} = l_2 + \left(M - \frac{M^2}{L_3} \right) = l_2 + M_\sigma \end{array} \right\} \quad (5)$$

[0018] The aforementioned (1) type can deform into the following (6) types from a next door and these.

[0019]

[Equation 6]

$$\left[\begin{array}{c} V_{1d} \\ V_{1q} \\ V_{2d} \\ V_{2q} \\ 0 \\ 0 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cccccc} R_1 + (l_1 + M_\sigma)P & -\omega(l_1 + M_\sigma) & M_\sigma P & -\omega M_\sigma & \frac{M}{L_3}P & -\omega \frac{M}{L_3} \\ \omega(l_1 + M_\sigma) & R_1 + (l_1 + M_\sigma)P & \omega M_\sigma & M_\sigma P & \omega \frac{M}{L_3} & \frac{M}{L_3}P \\ M_\sigma P & -\omega M_\sigma & R_2 + (l_2 + M_\sigma)P & -\omega(l_2 + M_\sigma) & \frac{M}{L_3}P & -\omega \frac{M}{L_3} \\ \omega M_\sigma & M_\sigma P & \omega(l_2 + M_\sigma) & R_2 + (l_2 + M_\sigma)P & \omega \frac{M}{L_3} & \frac{M}{L_3}P \\ -R_3 \frac{M}{L_3} & 0 & -R_3 \frac{M}{L_3} & 0 & \frac{R_3}{L_3} + P & -\omega s \\ 0 & -R_3 \frac{M}{L_3} & 0 & -R_3 \frac{M}{L_3} & \omega s & \frac{R_3}{L_3} + P \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \\ \lambda_{3d} \\ \lambda_{3q} \end{array} \right]$$

— (6)

[0020] Furthermore, if λ_{3d} of a current phasor and λ_{3q} are changed to the current expression of λ_{3d}/M and λ_{3q}/M , it can deform into the following (7) types.

[0021]

[Equation 7]

$$\left[\begin{array}{c} V_{1d} \\ V_{1q} \\ V_{2d} \\ V_{2q} \\ 0 \\ 0 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cccccc} R_1 + (l_1 + M_\sigma)P & -\omega(l_1 + M_\sigma) & M_\sigma P & -\omega M_\sigma & M'P & -\omega M' \\ \omega(l_1 + M_\sigma) & R_1 + (l_1 + M_\sigma)P & \omega M_\sigma & M_\sigma P & \omega M' & M'P \\ M_\sigma P & -\omega M_\sigma & R_2 + (l_2 + M_\sigma)P & -\omega(l_2 + M_\sigma) & M'P & -\omega M' \\ \omega M_\sigma & M_\sigma P & \omega(l_2 + M_\sigma) & R_2 + (l_2 + M_\sigma)P & \omega M' & M'P \\ -R_3' & 0 & -R_3' & 0 & R_3' + M'P & -\omega s M' \\ 0 & -R_3' & 0 & -R_3' & \omega s M' & R_3 + M'P \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \\ \lambda_{3d}/M \\ \lambda_{3q}/M \end{array} \right]$$

$$\text{但し, } R_3' = \left(\frac{M}{L_3} \right)^2 R_3, \quad M' = \frac{M^2}{L_3}$$

— (7)

[0022] (Vector control conditions) If d shaft of the three-phase-circuit duplex coil motor which becomes the above-mentioned electrical-potential-difference equation is taken on secondary magnetic flux, the vector control conditions of a motor will be set to $\lambda_{3d}=$ regularity, $\lambda_{3q}=0$, and $i_{3d}=0$. If these are substituted for the aforementioned (3) types, it will become the following (8) types and the torque part current of a motor will serve as the sum of torque part current i_{1q} of an inverter 2, and torque part current i_{2q} of an inverter 3.

[0023]

[Equation 8]

$$0 = M(i_{1q} + i_{2q}) + L_3 i_{3q}$$

$$\therefore i_{1q} + i_{2q} = -\frac{L_3}{M} i_{3q} \quad \text{--- (8)}$$

[0024] Next, the conditions of a skid frequency to materialize $\lambda_{3q}=0$ are explained. (7) It becomes the following (9) types from the 6th line of a formula.

[0025]

[Equation 9]

$$0 = -R_3' i_{1q} - R_3' i_{2q} + \omega_S M' \cdot \frac{\lambda_{3d}}{M}$$

$$\omega_S = \frac{R_3'}{M'} \cdot \frac{(i_{1q} + i_{2q})}{\lambda_{3d}/M} \quad \text{--- (9)}$$

[0026] Moreover, from the 5th line of (7) types, when it asks for the exciting current when performing field control, and the relation of secondary magnetic flux, it is as follows.

[0027]

[Equation 10]

$$0 = -R_3' i_{1d} - R_3' i_{2d} + (R_3' + M' P) \frac{\lambda_{3d}}{M}$$

$$i_{1d} + i_{2d} = (1 + \frac{M'}{R_3'} P) \cdot \frac{\lambda_{3d}}{M} \quad \text{--- (10)}$$

$$\text{定常状態では、 } i_{1d} + i_{2d} = \frac{\lambda_{3d}}{M}$$

[0028] From the thing to the above, the sum of the excitation part current of both inverters can be treated on a par with the conventional vector control by the three-phase-circuit duplex coil motor by considering the sum of an excitation part current and a torque part current to be a torque part current.

[0029] Moreover, if the torque T when vector control is materialized substitutes and arranges $i_{3d}=0$ in the aforementioned (2) types and i_{3q} of (8) types is substituted further, it can be searched for as follows and can be treated on a par [torque] with the conventional vector control.

[0030]

[Equation 11]

$$T = \frac{P_0 \ell e}{2} \cdot M \left\{ \frac{M}{L_3} (i_{1d} + i_{2d})(i_{1q} + i_{2q}) \right\}$$

$$= \frac{P_0 \ell e}{2} \cdot M' (i_{1d} + i_{2d})(i_{1q} + i_{2q}) \quad \text{--- (11)}$$

[0031] (Non-interacting control) From the aforementioned (7) types, if it asks for d in the steady state at the time of vector control condition formation, and the ideal electrical potential difference of q shaft primary voltage, it will become like the following (12) types.

[0032]

[Equation 12]

$$\begin{aligned}
 v_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega \ell_{11} i_{1q} - \omega M_\sigma (i_{1q} + i_{2q}) \\
 v_{1q} &= \omega \ell_{11} i_{1d} + R_1 i_{1q} + \omega M_\sigma (i_{1d} + i_{2d}) + \omega M' \cdot \lambda_{3d} / M \\
 v_{2d} &= R_2 i_{2d} - \omega \ell_{22} i_{2q} - \omega M_\sigma (i_{1q} + i_{2q}) \\
 v_{2q} &= \omega \ell_{22} i_{2d} + R_2 i_{2q} + \omega M_\sigma (i_{1d} + i_{2d}) + \omega M' \cdot \lambda_{3d} / M
 \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad \text{—— (12)}$$

[0033] If this formula is transformed from the relation of $\lambda_{3d} = i_{1d} + i_{2d}$, it will become the following (13) types.

[0034]

[Equation 13]

$$\begin{aligned}
 v_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega \ell_{11} i_{1q} - \omega M_\sigma (i_{1q} + i_{2q}) \\
 v_{1q} &= \omega \ell_{11} i_{1d} + R_1 i_{1q} + \omega (M_\sigma + M') (i_{1d} + i_{2d}) \\
 &= \omega \ell_{11} i_{1d} + R_1 i_{1q} + \omega M (i_{1d} + i_{2d}) \\
 v_{2d} &= R_2 i_{2d} - \omega \ell_{22} i_{2q} - \omega M_\sigma (i_{1q} + i_{2q}) \\
 v_{2q} &= \omega \ell_{22} i_{2d} + R_2 i_{2q} + \omega (M_\sigma + M') (i_{1d} + i_{2d}) \\
 &= \omega \ell_{22} i_{2d} + R_2 i_{2q} + \omega M (i_{1d} + i_{2d})
 \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad \text{—— (13)}$$

[0035] Non-interacting control is asked for primary-voltage command v_{1d} , v_{2d} , v_{1q} , and v_{2q} by the operation which followed the above-mentioned (12) types or (13) types to primary-current i_{1d} , i_{2d} , i_{1q} , and i_{2q} .

[0036] (Basic configuration of a control device) From the thing to the above, the vector control equipment when driving a three-phase-circuit duplex coil motor by two sets of inverters differs in respect of the following by the case where vector control of the three-phase motor is carried out by one set of an inverter.

[0037] (a) The value which carried out the excitation command and the torque command by N at the number 1/N of an inverter turns into a command value of each inverter.

[0038] (b) Use whole excitation command $I_{0*} = (\lambda_{3d} d / M) * = i_{1d} + i_{2d} + \dots$ in the induced voltage calculation in the non-interacting-control electrical-potential-difference operation of the control circuit of each inverter.

[0039] (c) A part for primary impedance voltage descent ($i_{11} [R_1 \text{ and }] / R_2$, i_{22} / \dots) is determined by the primary current (i_{1d} , i_{1q} / i_{2d} , i_{2q} / \dots) of each inverter.

[0040] (d) Mutual leakage inductance voltage drop part M_σ is determined by total of the primary current of all inverters.

[0041] A speed-control system is omitted to drawing 16, and the equipment configuration which drives the three-phase-circuit duplex coil motor in consideration of these matters by two sets of inverters is shown in it.

[0042] The skid frequency operation part 4 which becomes the intersection of this drawing is slippery from the secondary time constant of excitation command I_{0*} , torque command IT^* , and a motor, asks for frequency ω_S , asks for the power-source angular frequency ω by adding Rota rate ω_R detected by the pulse generator 5 and the rate detector 6 to this, and asks for a phase theta by carrying out an integration operator by the integral section 7 further.

[0043] The control circuit of an inverter is shown in control circuit 2B of only an inverter 2, and excitation command I_{0*} and torque command IT^* are set to one half with coefficient multipliers 8 and 9, respectively for control by two sets of inverters, and carry out PI (proportional integral) operation of the deflection with a feedback value by the current control operation part 10 and 11 according to these command i_{1d*} and i_{1q*} . Current detection value i_{1d} for this operation and i_{1q} carry out the three phase circuit / 2 phase-number conversion of the detection current from a motor 1 in the coordinate transformation section 12 using a phase

theta.

[0044] The noninterfering electrical-potential-difference operation part 13 subtracts and adds by multiplying by the multiplier operation and angular frequency omega to the current command which set excitation command $I0^*$, torque command IT^* , and them to one half based on the aforementioned (12) types. The gating waveform which compounded and carried out pulse width modulation to the primary-voltage wave which carries out addition amendment, respectively by the result of an operation of the current control operation part 10 and 11, and has the amplitude and a phase theta in this result by the PWM circuit 14 is obtained, and the PWM gate control of each phase switch of main circuit 2A of an inverter 2 is carried out.

[0045] In addition, when the noninterfering operation based on the aforementioned (13) types constitutes a control circuit, the arithmetic circuit of the noninterfering electrical-potential-difference operation part 13 is changed. Moreover, in order to perform the time of performing field weak control for a motor in a constant output area, and the maximum efficiency control, in making magnetic flux adjustable, it ends with the configuration which asks for exciting-current $I0^*$ ($=i1d+i2d$) from excitation command λ_3 d/M according to the aforementioned (10) types. Moreover, it becomes the same configuration also when driving a three-phase-circuit N lap winding line motor with the inverter of N base.

[0046]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] The re-operating system when driving a three-phase motor by two sets of inverters among the conventional methods does not drive a three-phase-circuit multiple winding motor by two or more sets of inverters.

[0047] Moreover, in what makes a motor a tandem configuration, at the time of failure of an inverter, since it re-operates with a healthy inverter, a change-over circuit can be made unnecessary. However, since it becomes cost quantity in order to consider a motor as a tandem configuration, and the axial length of a motor doubles, the demerit of an installation tooth space is large.

[0048] With the configuration of this point and drawing 14, although the physique becomes large, motor axial length can do it short compared with a tandem system. However, in this re-operating system, it becomes the individual operation by one set of an inverter, and it will operate by $i1d^*$ and $i1q^*$ which set current command $I0^*$ and IT^* to one half with coefficient multipliers 8 and 9, respectively, and the motor torque T will usually fall even to one fourth at the time from (11) types in that control circuit.

[0049] Similarly with the configuration driven with the inverter of N base, a three-phase-circuit N lap winding line motor When it becomes the following (14) types which extended (11) types and one set of an inverter breaks down, Torque T will become (15) types, will fall to $2(N-1)/N^2$, when M sets of inverters break down, will become (16) types and will fall to $2(N-M)/N^2$.

[0050]

[Equation 14]

$$T = \frac{P_0 \cdot \lambda e}{2} \cdot M' \cdot (i_{1d} + i_{2d} + \dots + i_{Nd}) \cdot (i_{1q} + i_{2q} + \dots + i_{Nq}) \quad (14)$$

[0051]

[Equation 15]

$$\begin{aligned} T &= \frac{P_0 \cdot \lambda e}{2} \cdot M' \cdot \frac{N-1}{N} I_0 \cdot \frac{N-1}{N} I_T \\ &= \frac{P_0 \cdot \lambda e}{2} \cdot M' \cdot \left(\frac{N-1}{N}\right)^2 I_0 \cdot I_T \end{aligned} \quad (15)$$

[0052]

[Equation 16]

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{N-M}{N} I_0 \cdot \frac{N-M}{N} I_T \\
 &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \left(\frac{N-M}{N}\right)^2 I_0 \cdot I_T
 \end{aligned}
 \quad — (16)$$

[0053] The purpose of this invention drives a three-phase-circuit multiple winding motor by two or more sets of inverters, and is to offer the variable speed drive equipment which can increase the motor torque at the time of re-operation by inverter failure generating.

[0054]

[Means for Solving the Problem] Although this invention drives a three-phase-circuit N lap winding line motor with the inverter of N base and performs re-operation with the healthy remaining inverters at the time of inverter failure generating. The method which doubles [$1/(N-M)$] the exciting current and torque current of a healthy inverter, The method which doubles [$I(N-M)1LIM/\sqrt{2}$] an exciting current, and sets a torque current limit value to $I(N-M)1LIM/\sqrt{2}$, It is what was made into the method which turns off an ACR loop formation, and the method operated below on the acceleration condition searched for from the relation between the torque which a load requires in these methods further, and the torque in which the output of a healthy inverter is possible, and is characterized by the following configurations.

[0055] A three-phase-circuit N lap winding line motor is driven at variable speed with the inverter of N base. (1st invention) Usually, set an exciting current and a torque current to $1/N$ at the time, it considers them as the current command of each inverter, and it sets to the variable speed drive equipment which performs re-operation with the healthy remaining inverters at the time of inverter failure generating. When M sets of inverters carry out failure generating among the inverters of N base, it is characterized by having the re-operation control means which changes the exciting current and torque current of a healthy inverter $1/(N-M)$ twice from $1/N$.

[0056] A three-phase-circuit N lap winding line motor is driven at variable speed with the inverter of N base. (2nd invention) Usually, set an exciting current and a torque current to $1/N$ at the time, it considers them as the current command of each inverter, and it sets to the variable speed drive equipment which performs re-operation with the healthy remaining inverters at the time of inverter failure generating. When M sets of inverters carry out failure generating among the inverters of N base, the exciting current and torque current of a healthy inverter from $1/N$ It is characterized by having the re-operation control means which doubles [which is decided by equipment maximum current $I1LIM$ of an inverter $(N-M) / I1LIM/\sqrt{2}$] an exciting current, and changes a torque current limit value to $I(N-M)1LIM/\sqrt{2}$.

[0057] A three-phase-circuit N lap winding line motor is driven at variable speed with the inverter of N base. (3rd invention) Usually, set an exciting current and a torque current to $1/N$ at the time, it considers them as the current command of each inverter, and it sets to the variable speed drive equipment which performs re-operation with the healthy remaining inverters at the time of inverter failure generating. It is characterized by having the re-operation control means which turns OFF the current control loop of the control circuit of a healthy inverter when M sets of inverters carry out failure generating among the inverters of N base, and makes an inverter a control voltage source.

[0058] (4th invention) Said re-operation control means is characterized by having the rate command generating means which becomes below the acceleration condition searched for beforehand from the relation between the torque as which a load requires a load in the case of the system configuration driven at variable speed by the rate pattern with an acceleration/deceleration space and a constant-speed field, and the torque in which the output of said healthy inverter is possible.

[0059]

[Embodiment of the Invention] (1st operation gestalt) Drawing 1 is the continuation of operation and the control-system block diagram of the three-phase-circuit duplex coil motor in which the operation gestalt of this invention is shown. The part into which this drawing differs from drawing 16 is in the point of having prepared the re-operation control section and the switch section for re-operation.

[0060] Torque command IT^* carries out PI (proportional integral) operation of the deflection of rate command ω_{mag}^* with the speed-control amplifier 21, and a speed detection value, and is called for by the speed-control system restricted to this by the limiter 22. The limit value of this limiter 22 is calculated by the limiter operation

part 23 and 24, with a switch 25, it is set up with the output of the limiter operation part 23, and when one set of an inverter breaks down, a switch 25 is switched at the time and it usually sets it up with the output of the limiter operation part 24.

[0061] Switches 26 and 27 are given to control circuit 2B, 3B, and the skid frequency operation part 4 as current command $i1d^*$ and $i1q^*$ as they are, without making coefficient multipliers 8 and 9 bypass in the actuation, and setting excitation command $I0^*$ and torque command IT^* to one half.

[0062] Enabling the separation of between main circuit 2A of an inverter 2, and a motor 1 of a switch 28, 29 enables the separation of between main circuit 3A of an inverter 3, and motors 1.

[0063] These switches 25-29 are controlled by the re-operation control section 30. The re-operation control section 30 incorporates a failure signal from control circuit 2B and 3B to a failure detection circuit 301 at the time of failure generating of breakage of the main circuit component of an inverter, fuse **, etc., it judges any of inverters 2 and 3 carried out failure generating with this failure signal, the change-over control circuit 302 generates a change-over control signal according to a failure generating inverter, and the switch control circuit 303 controls each switches 25-29 in it according to this change-over control signal.

[0064] In the above configuration, when an inverter 3 carries out failure generating and only an inverter 2 performs re-operation, open control of the switch 29 is carried out, and a switch 28 is closed, closes switches 26 and 27, and changes a switch 25 to an operation part 24 side.

[0065] It loses that the torque T which current command $i1d^*$ and $i1q^*$ usually double at the time, and becomes (11) types or (15) types with close [of switches 26 and 27] falls to one fourth. Moreover, as shown in (12) types, it loses that about 1/ of primary voltage impressed to a motor is set to 2 from an inverter, and an electrical-potential-difference utilization factor is raised.

[0066] In this case, in order to follow on doubling current command $i1d^*$ and $i1q^*$ and to usually make the limit value of a limiter 22 the same as the thing at the time, a switch 25 is changed to the limiter operation part 24 side. However, it is effective at the time of $I0^* < I1LIM$ and $i1d^* << i1q^*$, and becomes effective in the equipment with which acceleration-and-deceleration torque becomes large [a rating torque] 2.5 to 4 times like the equipment with which torque current IT^* becomes large compared with exciting-current $I0^*$ as shown in drawing 2, for example, an elevator.

[0067] (2nd operation gestalt) Although the above-mentioned operation gestalt shows the case of a three-phase-circuit duplex coil motor, in a three-phase-circuit N lap winding line motor, it is constituted similarly. Drawing 3 shows the important section control circuit at the time of applying to a three-phase-circuit N lap winding line motor. N inverters are formed and coefficient multipliers 8 and 9 set exciting-current $I0^*$ and torque current IT^* to $1/N$ in connection with this, respectively. Moreover, since it corresponds when M sets of inverters break down among the inverters of N base, switches 26 and 27 are replaced with making coefficient multipliers 8 and 9 bypass, and are carried out to the configuration changed to the coefficient multipliers 31 and 32 with $1/(N-M)$ of multipliers. In addition, the number M required for the multiplier operation of coefficient multipliers 31 and 32 is given from the re-operation control section 30.

[0068] Moreover, since the capacity of an inverter is restrained by equipment maximum current $I1LIM$, the limiter value of the torque current of the limit operation part 23 and 24 is calculated by the operation of a degree type.

[0069]

[Equation 17]

$$23 \text{ のリミッタ値} = \sqrt{(N \cdot I1LIM)^2 - I0^*^2}$$

$$24 \text{ のリミッタ値} = \sqrt{(N-M) \cdot I1LIM)^2 - I0^*^2}$$

$$(N-M) \cdot I1LIM = \sqrt{I0^*^2 + IT^*^2}$$

— (17)

[0070] (3rd operation gestalt) In the operation gestalt of until said, when a healthy inverter performs re-operation at the time of inverter failure, if the maximum torque is obtained under constraint of equipment maximum current $I1LIM$ which specifies inverter equipment capacity, it will become useful.

[0071] the conditions used as this maximum torque -- I from the vector relation of drawing 4 -- it is fixed 1 LIM and is that the area of $i_{1d}^* \times i_{1q}^*$ becomes max from $T^* \times i_{1d}^* \times i_{1q}^*$, at i.e., the time of $i_{1d}^* = i_{1q}^* = I1LIM/\sqrt{2}$.

[0072] From the above thing, it considers as the configuration shown in drawing 5 for the re-operation control which obtains the maximum torque with this operation gestalt. A part which this drawing shows the important section control circuit applied to the three-phase-circuit duplex coil motor, and is different from the case of drawing 1 is in the point of having formed the coefficient multiplier 33 and the switch 34.

[0073] A coefficient multiplier 33 acquires the value of $1/\sqrt{2}$ of equipment maximum current $I1LIM$. A switch 34 is changed when one set of an inverter breaks down, and it is set to $I1LIM/\sqrt{2}$ which replaced with exciting-current $I0^*$ till then, and let the coefficient multiplier 33 pass. The limiter value $ITLIM$ of torque current IT^* at this time turns into the following value.

[0074]

[Equation 18]

$$I1LIM = \sqrt{I0^*^2 + IT^*^2}$$

$$ITLIM = \sqrt{I1LIM^2 - I0^*^2} \quad \text{--- (18)}$$

$$= \sqrt{I1LIM^2 - \left(\frac{I1LIM}{\sqrt{2}}\right)^2}$$

$$= \frac{I1LIM}{\sqrt{2}}$$

[0075] Here, the torque comparison with maximum torque control and the usual vector control is explained.

[0076] In the usual vector control, when one set of an inverter breaks down and it re-operates by one set of the healthy remaining inverters, torque becomes the following (19) types from the aforementioned (11) formula.

[0077]

[Equation 19]

$$T = K \cdot i_{1d} \cdot i_{1q} \quad \text{--- (19)}$$

$$\text{但し、 } K = \frac{Pole}{2} \cdot M'$$

[0078] If the relation of the following (20) types is substituted and deformed into this, current i_{1d} and i_{1q} will be called for as the following (21) types and (22) types.

[0079]

[Equation 20]

$$I1 = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2} \quad \text{--- (20)}$$

$$i_{1q} = A i_{1d}$$

A: 比率

[0080]

[Equation 21]

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2} \\
 &= \sqrt{1+A^2} \cdot i_{1d} \\
 \therefore i_{1d} &= \frac{I_1}{\sqrt{1+A^2}}
 \end{aligned}
 \quad \text{—— (21)}$$

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \sqrt{\frac{i_{1q}^2}{A^2} + i_{1q}^2} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{A^2} + 1} \cdot i_{1q} \\
 \therefore i_{1q} &= \frac{I_1}{\sqrt{\frac{1}{A^2} + 1}}
 \end{aligned}
 \quad \text{—— (22)}$$

[0081] If these (21) types and (22) types are substituted for (19) types, Torque T will become the following (23) types.

[0082]

[Equation 22]

$$\begin{aligned}
 T &= K \cdot \frac{1}{\sqrt{1+A^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{A^2} + 1}} \cdot I_1^2 \\
 &= K \cdot \frac{A}{1+A^2} \cdot I_1^2
 \end{aligned}
 \quad \text{—— (23)}$$

[0083] In this (23) type, if Torque T is differentiated by the ratio A in order to search for the conditions of the maximum torque, since it becomes the following (24) types and $T'=0$ becomes maximum torque conditions, it will become a ratio $A=1$.

[0084]

[Equation 23]

$$T' = K I_1^2 \cdot \frac{1+A^2 - 2A^2}{(1+A^2)^2} = K I_1^2 \cdot \frac{1-A^2}{(1+A^2)^2}
 \quad \text{—— (24)}$$

[0085] If this ratio $A=i_1 q/i_1 d=1$ is substituted for (23) types, Torque T will become the following (25) types.

[0086]

[Equation 24]

$$T = K \cdot \frac{1}{2} \cdot I_1^2
 \quad \text{—— (25)}$$

[0087] From this (25) type and (23) types, by (23) formulas, to being set to torque $T=K$ (4/17) and I_{12} , if maximum torque condition $A=i_1 q/i_1 d=1$, it is set to torque $T=K$ (1/2) and I_{12} from (25) types at the time of $A=i_1 q/i_1 d=4$, and it can acquire 2.125 times as many torque as this.

[0088] Therefore, with this operation gestalt which becomes the configuration of drawing 5, by changing the

exciting current of a healthy inverter to $I1LIM/\sqrt{2}$, and setting a torque current limiting value to $I1LIM/\sqrt{2}$ at the time of failure generating of an inverter, it becomes operation by maximum torque conditions, and re-operation of the motor by the maximum torque can be performed.

[0089] (4th operation gestalt) Although the 3rd operation gestalt shown in drawing 5 shows the case of a three-phase-circuit duplex coil motor, operation according [the case of a three-phase-circuit N lap winding line motor] to the maximum torque similarly can do it. Drawing 6 shows the important section control circuit at the time of applying to a three-phase-circuit N lap winding line motor.

[0090] N inverters are formed and coefficient multipliers 8 and 9 set exciting-current $I0^*$ and torque current IT^* to $1/N$ in connection with this, respectively. Moreover, since it corresponds when M sets of inverters break down among the inverters of N base, switches 26 and 27 are replaced with making coefficient multipliers 8 and 9 bypass, and are carried out to the configuration changed to the coefficient multipliers 31 and 32 with $1/(N-M)$ of multipliers. In addition, the number M required for the multiplier operation of coefficient multipliers 31 and 32 is given from the re-operation control section 30.

[0091] From the vector relation of drawing 7, since it is the conditions used as the maximum torque at the time of $I0^*=IT^*=(N-M)I1LIM/\sqrt{2}$, they set the multiplier of a coefficient multiplier 33 to $(N-M)/\sqrt{2}$, set an exciting current $I0$ to $I(N-M)1LIM/\sqrt{2}$, and set a torque command limiter value to $I(N-M)1LIM/\sqrt{2}$.

[0092] When a three-phase-circuit N lap winding line motor is driven with the inverter of N base and M sets of the inverters of them break down by this configuration, re-operation by the maximum torque can be performed.

[0093] (5th operation gestalt) In each operation gestalt of until said, although re-operation is performed with a healthy inverter and an exciting current and a torque current are carried out at twice or twice $N/(N-M)$ twice, it considers as the configuration which separates the current control (ACR) loop formation of control circuit 2B although the conditions of this and equivalence are acquired.

[0094] If an ACR loop formation is separated, the noninterfering electrical-potential-difference operation part 13 will output an ideal electrical-potential-difference command when vector control conditions are satisfied. The electrical potential difference at this time becomes like the following (26) types from the aforementioned (12) types, when re-operating only with an inverter 2.

[0095]

[Equation 25]

$$\left. \begin{aligned} v_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega L_1 i_{1q} - \omega M_0 I_{T^*} \\ v_{1q} &= \omega L_1 i_{1d} + R_1 i_{1q} + \omega M_0 I_{0^*} + \omega M' \cdot \lambda_{3d}/M \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

[0096] Or it becomes like the following (27) types from the aforementioned (13) types.

[0097]

[Equation 26]

$$\left. \begin{aligned} v_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega L_1 i_{1q} - \omega M_0 I_{T^*} \\ v_{1q} &= \omega L_1 i_{1d} + R_1 i_{1q} + \omega M_0 I_{0^*} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

[0098] If these (26) and (27) types are compared with (12) types, the term concerning ωM of the electrical-potential-difference command v_{1q} will become $i_{1d} \rightarrow I_{0^*}$, an exciting current will double equivalent, and re-operation which raised torque by separation of an ACR loop formation can be performed.

[0099] The important section control circuit configuration which separates an ACR loop formation at the time of re-operation is shown in drawing 8 and drawing 9. In these configurations, it switches on, when the re-operation control section 30 carries out fault detection of the switch 35, and it gives an ACR OFF (separation) command to control circuit 2B of a healthy inverter.

[0100] There is no big difference by operating drawing 9 with close [of switches 26 and 27] with $i_{1d^*}=(1/2)I_{0^*}$ and $i_{1q^*}=(1/2)IT^*$ like [when it is the method made into $i_{1d^*}=I_{0^*}$ and $i_{1q^*}=IT^*$ and operates by the control voltage source] drawing 8.

[0101] Similarly, when driving a three-phase-circuit N lap winding line motor, operation which doubled [$N/(N-M)$] the exciting current by separation of an ACR loop formation can be performed. This circuitry is shown in drawing 10 and drawing 11, a switch 35 is closed for re-operation by failure of an inverter, and an ACR loop

formation is separated.

[0102] (6th operation gestalt) Drawing 12 is an elevator structure-of-a-system Fig., considers as the system configuration of drawing 1 which drives the three-phase-circuit duplex coil motor 1 by two sets of inverters 2 and 3, and makes it go up and down the elevator cage 37 by making a block (sheave) 36 into a moderation device from a motor 1. 38 is a counter weight (balance weight).

[0103] In this configuration, the rate pattern of the rate command given to inverters 2 and 3, i.e., an elevator, comes to be shown in drawing 13, and the acceleration-and-deceleration torque TA required to obtain this rate V, the load torque TMR, and full load torque TMR+TA become like the continuous line of illustration. This operation gestalt in this configuration is explained below at a detail.

[0104] (Torque TMR at the time of the constant speed of an elevator) An elevator is changed into the rectilinear motion of the "cage" with which rotation of a motor and a block has led to the rope, and a counter weight. The power P of this rectilinear-motion system is $P(W) = f(N) \times v$ (m/s), when expressed at force f (N) and a rate v (m/s).

It will become a degree type if expressed at next door and force F (kg) and a rate V (m/min).

[0105]

$P(kW) \times 1000 = F(kg) \times 9.8 \times V$ (m/min) -- in $60P(kW) = F(kg) \times V$ (m/min) / 6120 elevator, since it balances with a cage and the difference of weight is set to F (kg), the necessary output PR of a motor 1 can be expressed with a degree type.

[0106]

[Equation 27]

$$P_R = \frac{K_U \times W_R \times V_R}{6120 \times \eta} \quad \text{--- (28)}$$

P : モータ出力 (kW)

K_U : つり合いおもりの不平衡率 (通常 0.5)

W_R : 定格積載荷重 (kg)

η : エレベータ総合効率

V_R : 定格速度 (m/min)

[0107] The torque of a motor and the relation of power are $T(kg \cdot m) = P(kW) \times 1000 / (1.027 \times N)$ (rpm).

More, if (28) types are substituted, the necessary torque TMR will serve as the following (29) types.

[0108]

[Equation 28]

$$T_{MR} (kg \cdot m) = \frac{K_U \times W_R \times V_R}{6120 \times \eta} \cdot \frac{1000}{1.027 \times N_M \text{ (rpm)}} \quad \text{--- (29)}$$

ここに、 N_M : 定格回転数 (rpm)

[0109] ((TA) Torque at the time of the acceleration and deceleration of an elevator) The torque of a rotation system is expressed as follows.

[0110]

[Equation 29]

$$T_A (kg \cdot m) = \frac{G D^2}{375} \cdot \frac{N_M}{t_A} \quad \text{--- (30)}$$

$G D^2$: モータ軸換算 $G D^2$ (kg · m²)

N_M : 定格回転数 (rpm)

t_A : 定格回転数までの加速時間 (sec)

[0111] And the cage rate v (m/s) is $v(m/s) = 2\pi \cdot (D/2) \cdot (N/60)$ It is $= \pi D (NM/60)$.

D: The diameter of a block (m)

More, the torque TA at the time of acceleration and deceleration is searched for by the degree type by substituting this nominal speed NM for (30) types.

[0112]

[Equation 30]

$$T_A \text{ (kg·m)} = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{60}{\pi D} \cdot \frac{V}{t_A}$$

$$= \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{60}{\pi D} \cdot \alpha \quad \text{--- (31)}$$

α =かご加速度 (m/s²)

[0113] (Maximum torque at the time of the acceleration and deceleration of an elevator) From the torque TMR at the time of the aforementioned constant speed, and the torque TA at the time of acceleration and deceleration, maximum torque Tmax demanded at the time of acceleration and deceleration is as follows.

[0114] $T_{\max} = T_{MR} + T_A$ (kg·m)

(Torque in which the output at the time of re-operation is possible) By failure of an inverter, the torque in the case of re-operating with a healthy inverter becomes a degree type from the aforementioned (11) types with twice or the configuration doubled 1/(N-M) about an exciting current.

[0115]

[Equation 31]

・ 3相2重巻線モータのとき、

$$T = \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot I_{1q*}$$

$$= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{I_{1LIM}^2 - I_{0*}^2} \text{ (N·m)} \quad \text{--- (32)}$$

・ 3相N重巻線モータのとき、

$$T = \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot I_{T*}$$

$$= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{((N-M)I_{1LIM})^2 - I_{0*}^2} \text{ (N·m)} \quad \text{--- (33)}$$

[0116] Moreover, with the configuration which doubles [$I_{1LIM}/\sqrt{2}$ twice or $(N-M)/I_{1LIM}/\sqrt{2}$] an exciting current, and is considered as maximum torque control, it becomes a degree type.

[0117]

[Equation 32]

- ・3相2重巻線モータのとき、

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot I_{T*} \\
 &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{I_{1LIM}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{1LIM}}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{I_{1LIM}^2}{2} \quad (\text{N} \cdot \text{m})
 \end{aligned} \quad \text{—— (34)}$$

- ・3相N重巻線モータのとき、

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot I_{T*} \\
 &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{(N-M) \cdot I_{1LIM}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{(N-M) \cdot I_{1LIM}}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{(N-M) I_{1LIM}^2}{2} \quad (\text{N} \cdot \text{m})
 \end{aligned} \quad \text{—— (35)}$$

[0118] (Acceleration conditions of an elevator) In order to operate a healthy inverter within the torque in which an output is possible at the time of re-operation from the relation between torque required for elevator operation of until said, and the torque in which the output at the time of re-operation is possible, it is necessary to make acceleration alpha in (31) types small, and to reduce the acceleration-and-deceleration torque TA. The acceleration conditions at that time become a degree type with twice or the configuration doubled 1/(N-M) about an exciting current.

[0119]

[Equation 33]

- ・3相2重巻線モータのとき、

$$\begin{aligned}
 T_{max} &= T_{MR} + T_A < 9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{I_{1LIM}^2 - I_{0*}^2} \quad (\text{kg} \cdot \text{m}) \\
 T_A &< 9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{I_{1LIM}^2 - I_{0*}^2} - T_{MR} \\
 \alpha &< \frac{375}{60} \cdot \frac{\pi D}{GD^2} \left(9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{I_{1LIM}^2 - I_{0*}^2} - T_{MR} \right) \quad (\text{m}/\text{s}^2)
 \end{aligned} \quad \text{—— (36)}$$

- ・3相N重巻線モータのとき、

$$\alpha < \frac{375}{60} \cdot \frac{\pi D}{GD^2} \left(9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{(N-M) I_{1LIM}^2 - I_{0*}^2} - T_{MR} \right) \quad (\text{m}/\text{s}^2)$$

[0120] Moreover, with the configuration which doubles [I1LIM/root2 twice or (N-M) / I1LIM/root2] an exciting current, and is considered as maximum torque control, it becomes a degree type.

[0121]

[Equation 34]

- 3相2重巻線モータのとき、

$$\alpha < \frac{375}{60} \cdot \frac{\pi D}{GD^2} (9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{I_{1LIM}^2}{2} - T_{MR}) \quad (m/s^2) \quad \text{--- (38)}$$

- 3相N重巻線モータのとき、

$$\alpha < \frac{375}{60} \cdot \frac{\pi D}{GD^2} (9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{((N-M)I_{1LIM})^2}{2} - T_{MR}) \quad (m/s^2) \quad \text{--- (39)}$$

[0122] Moreover, when based on a control voltage source, since a property almost equivalent to twice or the approach of doubling $1/(N-M)$ is acquired, acceleration conditions make an exciting current the same as that of (36) types or (37) types.

[0123] As mentioned above, with this operation gestalt, re-operation according to the torque wave which shows the acceleration at the time of re-operation with the broken line of the re-operating system made below into the condition of (36) - (39) type, for example, drawing 13, is performed. At this time, each rate command omega at the time of re-operation in drawing 1, drawing 3, drawing 5, drawing 6 and drawing 8 - drawing 11 can be determined by integrating with the pattern of the acceleration alpha set up with the monograph affair in which the above-mentioned formula (36-39) was followed.

[0124] (Modification of an operation gestalt) In the operation gestalt to the above, with each operation gestalt except the method which turns off an ACR loop formation at the time of re-operation, the noninterfering electrical-potential-difference operation part 13 of an inverter control circuit can be omitted, it can be made the configuration considered only as the current control by the d shaft ACR loop formation and the q shaft ACR loop formation, and the equivalent operation effectiveness can be acquired.

[0125]

[Effect of the Invention] Although according to this invention the above passage a three-phase-circuit N lap winding line motor is driven with the inverter of N base and re-operation is performed with a healthy inverter at the time of M sets of inverter failure generating The method which doubles $[1/(N-M)]$ the exciting current and torque current of a healthy inverter, The method which doubles $[I(N-M)1LIM/\sqrt{2}]$ an exciting current, and sets a torque current limit value to $I(N-M)1LIM/\sqrt{2}$, It writes as the method which turns off an ACR loop formation, and the method operated below on the acceleration condition searched for from the relation between the torque which a load requires in these methods further, and the torque in which the output of a healthy inverter is possible, and re-operation which enlarged motor torque at the time of re-operation as much as possible can be performed.

[0126] Especially, it applies to the driving gear of an elevator and crew rescue operation or normal re-operation is attained.

[Translation done.]

* NOTICES *

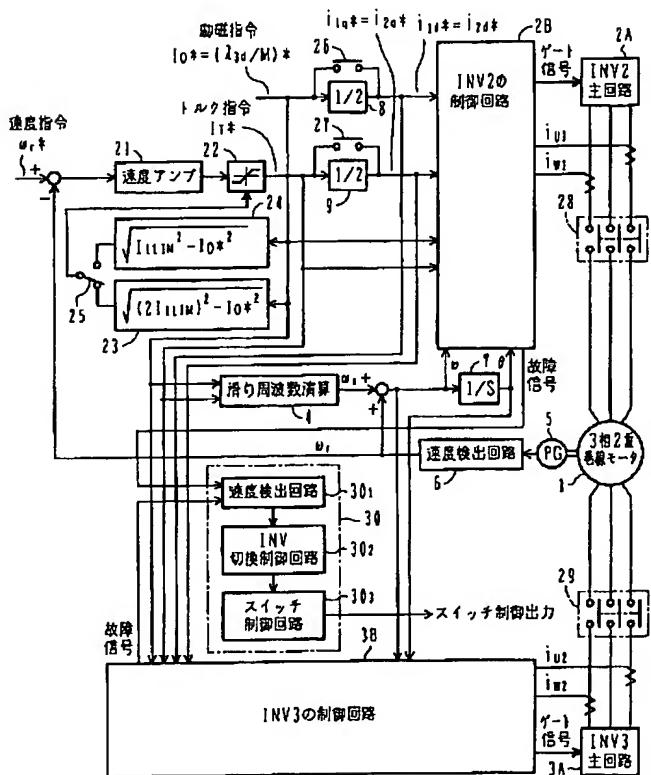
JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

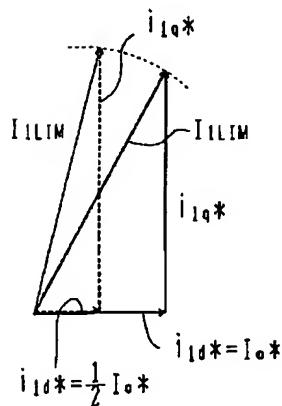
[Drawing 1]

3相2重巻線モータのシステム構成図



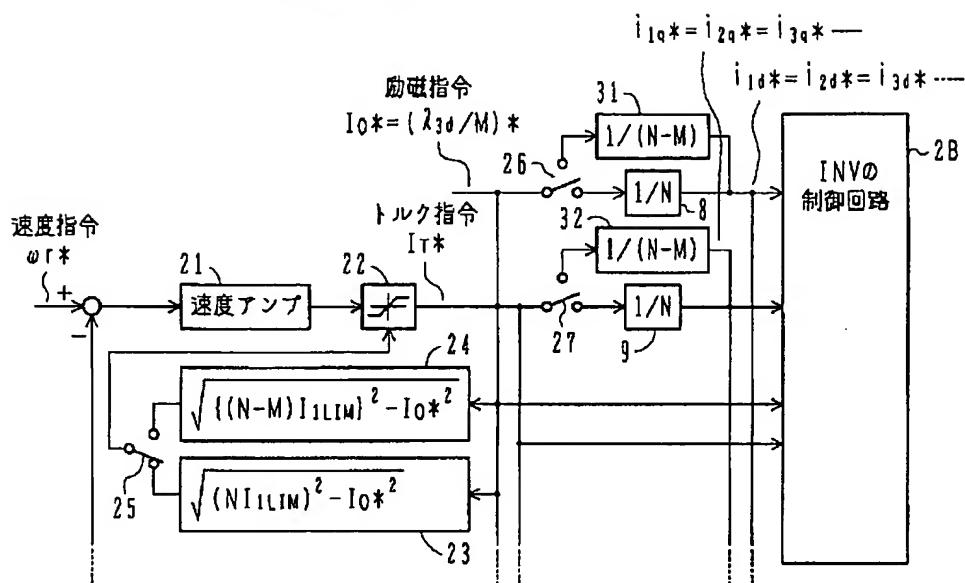
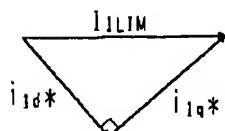
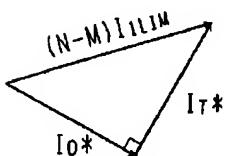
[Drawing 2]

ベクトル図

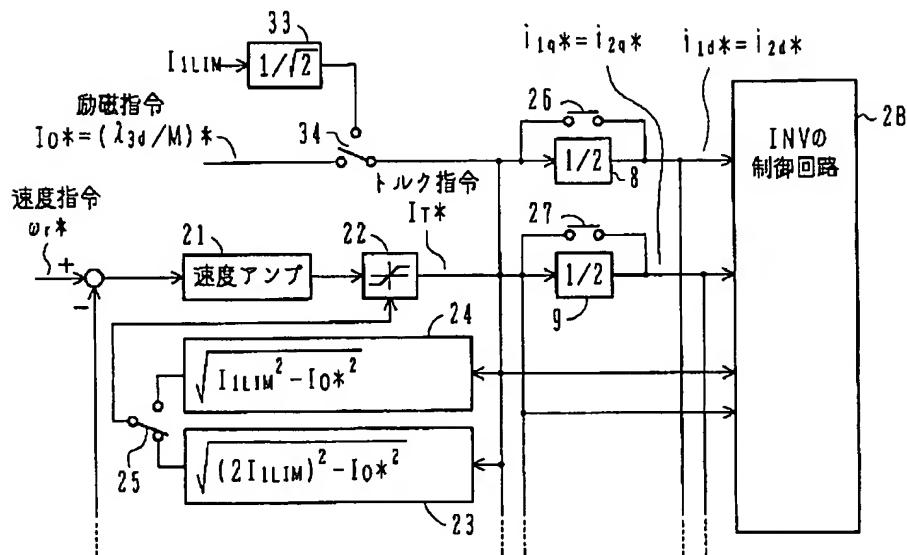


[Drawing 3]

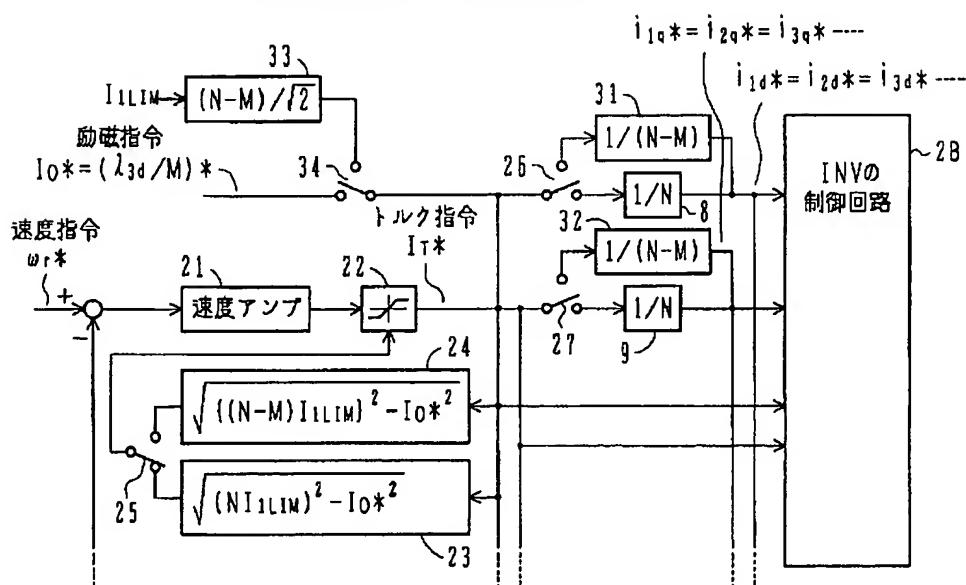
3相N重巻線モータの要部制御回路

[Drawing 4]
ベクトル図[Drawing 7]
ベクトル図

[Drawing 5] 3相2重巻線モータの要部制御回路

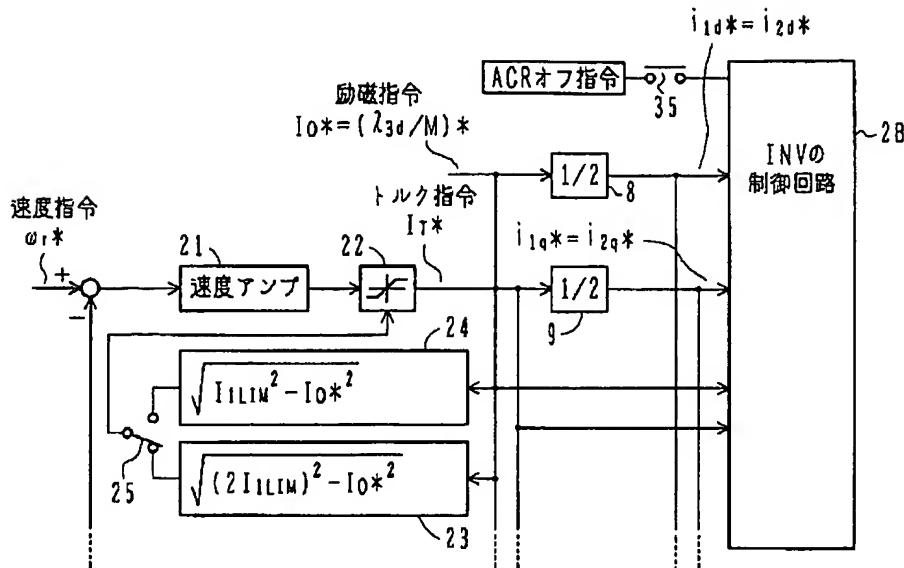


[Drawing 6] 3相N重巻線モータの要部制御回路

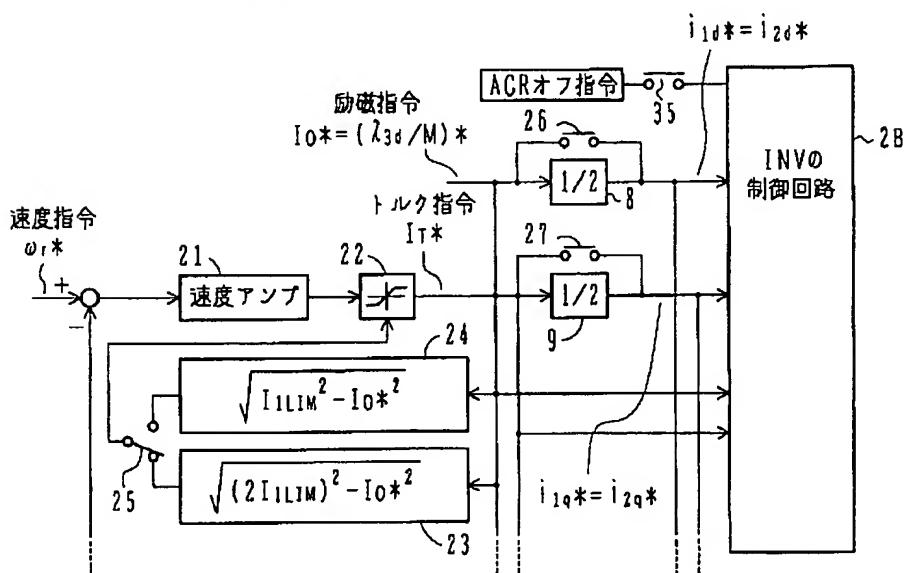


[Drawing 8]

3相2重巻線モータの要部制御回路

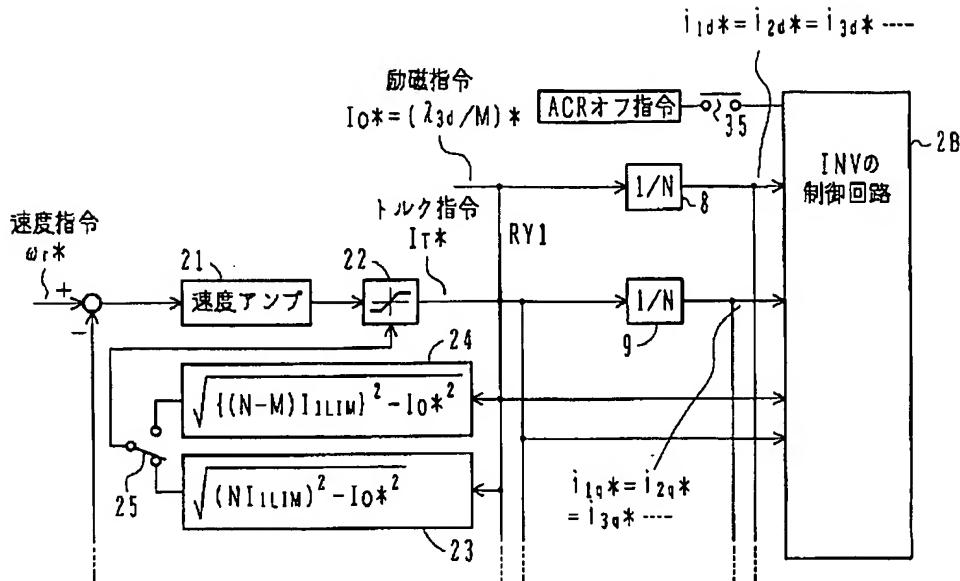


[Drawing 9] 3相2重巻線モータの要部制御回路



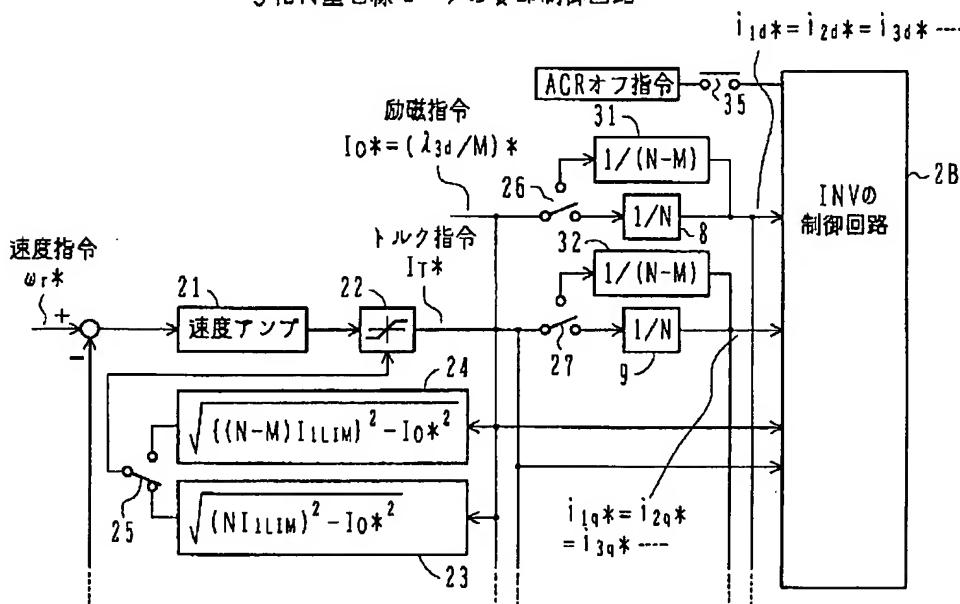
[Drawing 10]

3相N重巻線モータの要部制御回路



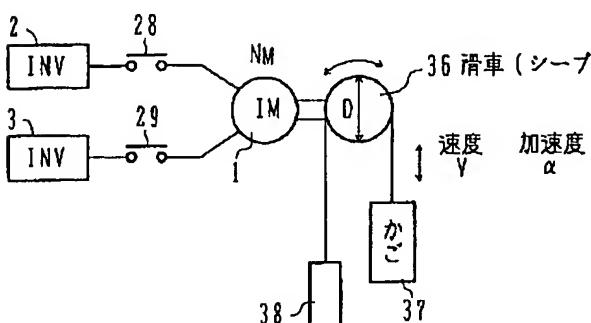
[Drawing 11]

3相N重巻線モータの要部制御回路

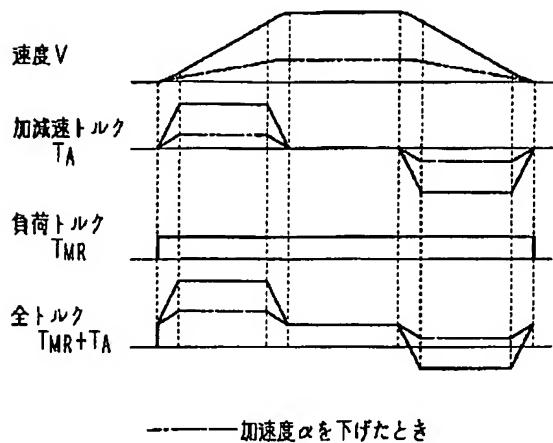


[Drawing 12]

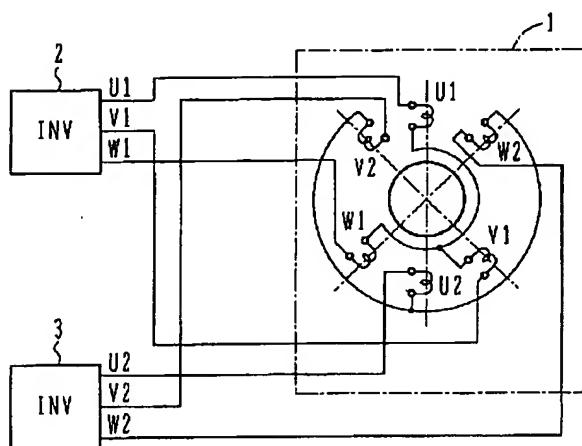
システム構成図



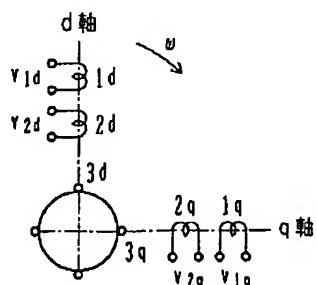
[Drawing 13]
エレベータの速度・トルクパターン例



[Drawing 14]
3相2重巻線モータ



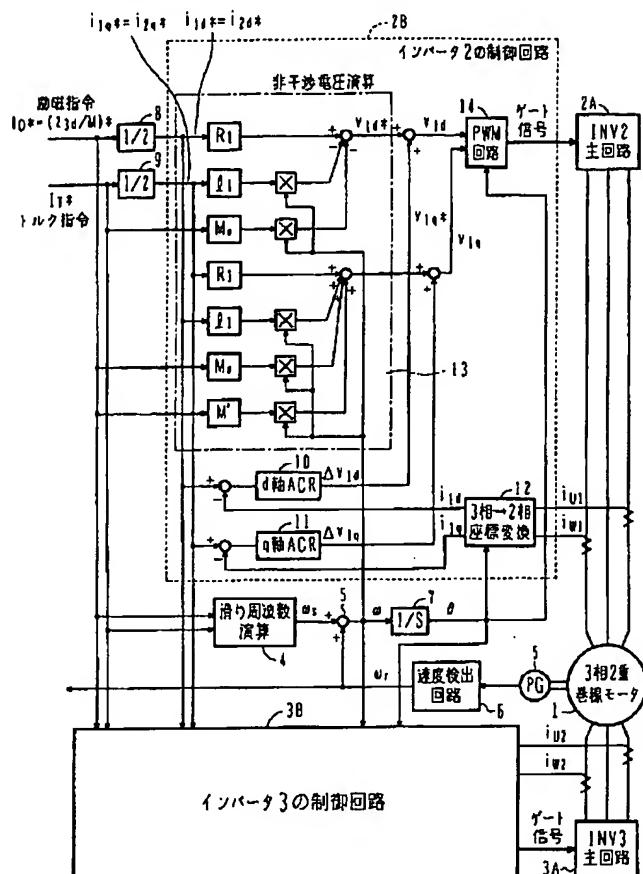
[Drawing 15]
2軸上の巻線モデル



1d, 1q: 第1組の固定子巻線 (第1巻線) のd軸, q軸成分
2d, 2q: 第2組の固定子巻線 (第2巻線) のd軸, q軸成分
3d, 3q: 回転子巻線のd, q軸成分

[Drawing 16]

3相2重巻線モータのベクトル制御系システム構成図



[Translation done.]

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-004600
 (43)Date of publication of application : 07.01.2000

(51)Int.Cl. H02P 21/00
 B66B 1/30
 H02P 7/63

(21)Application number : 10-168050 (71)Applicant : NIPPON OTIS ELEVATOR CO
 MEIDENSHA CORP

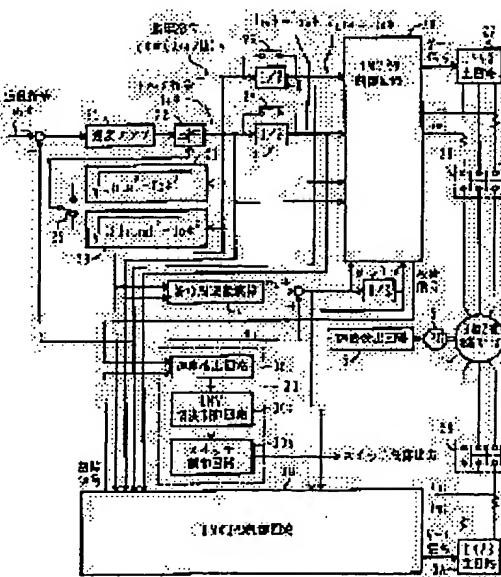
(22)Date of filing : 16.06.1998 (72)Inventor : OSHIMA KENJI
 YAMADA TETSUO
 KODAMA TAKASHI
 YOSHIDA YASUHIRO

(54) VARIABLE SPEED DRIVING APPARATUS

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To increase the motor torque at resumption of operation, by providing a reoperation control means to switch excitation currents and torque currents of normal inverters to specified magnification factors when a 3-phase and N-fold winding motor is driven in variable speed and M inverters out of N units developed failure.

SOLUTION: A repeated operation control unit 30 fetches a failure signal to a fault detecting circuit 301 from the control circuits 2B, 3B when a failure such as breakdown of the main circuit element of inverter or blowing of fuse is generated. When a failure occurs in the inverter 3 and repeated operation is performed only by the inverter 2, a switch 29 is controlled to open, the switches 28, 26, 27 are closed and the switch 25 is changed over to the arithmetic unit 24 side. When the switches 26, 27 are closed, current commands $i1d^*$, $i1q^*$ become twice the ordinary value to eliminate the case where a torque T is reduced to $1/4$. The voltage application coefficient can be enhanced by eliminating the primary voltage to be applied to the motor from the inverter becomes $1/2$. When a current command is doubled, the switch 25 is changed over to the limiter arithmetic unit 24 side in order to set a limit value of the limiter 22 to the value identical to the ordinary value.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 28.06.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 2 P 21/00		H 0 2 P 5/408	A 3 F 0 0 2
B 6 6 B 1/30		B 6 6 B 1/30	H 5 H 5 7 6
H 0 2 P 7/63	3 0 2	H 0 2 P 7/63	3 0 2 B

審査請求 未請求 請求項の数4 O.L (全19頁)

(21)出願番号	特願平10-168050	(71)出願人	000228246 日本オーチス・エレベータ株式会社 東京都新宿区西新宿2丁目4番1号
(22)出願日	平成10年6月16日 (1998.6.16)	(71)出願人	000006105 株式会社明電舎 東京都品川区大崎2丁目1番17号
		(72)発明者	大島 健二 東京都新宿区西新宿2丁目4番1号 日本 オーチス・エレベータ株式会社内
		(74)代理人	100062199 弁理士 志賀 富士弥 (外1名)

最終頁に続く

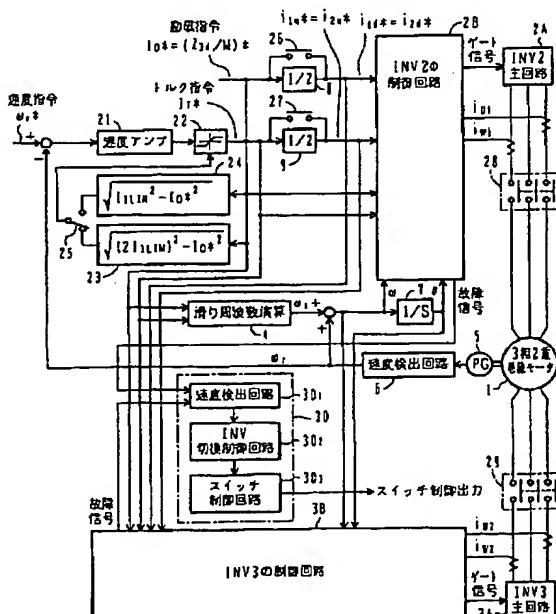
(54)【発明の名称】 可変速駆動装置

(57)【要約】

【課題】 3相N重巻線モータをN台のインバータで可変速駆動し、通常時は励磁電流及びトルク電流を1/Nにして各インバータの電流指令とし、インバータ故障発生時に残りの健全なインバータで再運転を行うのではトルクが急減してしまう。

【解決手段】 3相2重巻線モータを2台のインバータで駆動し、通常時は励磁電流 I_{0*} とトルク電流 I_{1*} を係数器8、9で1/2倍して電流指令 i_{1d*} , i_{1q*} としておき、再運転制御回路30が1台のインバータの故障を検出したときにスイッチ26、27を閉じることで電流指令を倍増することでトルクを増大させる。このとき、トルク電流指令のリミッタ22のリミッタ値をスイッチ25で演算部24側に切り替える。また、スイッチ28、29は、故障インバータ側のものを切り離す。

3相2重巻線モータのシステム構成図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 3相N重巻線モータをN台のインバータで可変速駆動し、通常時は励磁電流及びトルク電流を1/Nにして各インバータの電流指令とし、インバータ故障発生時に残りの健全なインバータで再運転を行う可変速駆動装置において、
N台のインバータのうちM台のインバータが故障発生した時に健全インバータの励磁電流及びトルク電流を1/Nから、1/(N-M)倍に切り替える再運転制御手段を備えたことを特徴とする可変速駆動装置。

【請求項2】 3相N重巻線モータをN台のインバータで可変速駆動し、通常時は励磁電流及びトルク電流を1/Nにして各インバータの電流指令とし、インバータ故障発生時に残りの健全なインバータで再運転を行う可変速駆動装置において、
N台のインバータのうちM台のインバータが故障発生した時に健全インバータの励磁電流及びトルク電流を1/Nから、励磁電流をインバータの装置最大電流I_{1LIM}で決まる(N-M)I_{1LIM}/√2倍にしきつトルク電流リミット値を(N-M)I_{1LIM}/√2に切り替える再運転制御手段を備えたことを特徴とする可変速駆動装置。

【請求項3】 3相N重巻線モータをN台のインバータで可変速駆動し、通常時は励磁電流及びトルク電流を1/Nにして各インバータの電流指令とし、インバータ故障発生時に残りの健全なインバータで再運転を行う可変速駆動装置において、

N台のインバータのうちM台のインバータが故障発生した時に健全インバータの制御回路の電流制御ループをオフにし、インバータを制御電圧源とする再運転制御手段を備えたことを特徴とする可変速駆動装置。

【請求項4】 前記再運転制御手段は、負荷を加減速領域と定速領域を持つ速度パターンで可変速駆動するシステム構成の場合、負荷の要求するトルクと前記健全インバータが出力可能なトルクとの関係から予め求められる加速度条件以下になる速度指令発生手段を備えたことを特徴とする請求項1乃至3の何れか1に記載の可変速駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、3相多重巻線モー

タを複数台のインバータで可変速駆動する装置に係り、特にインバータの故障発生時に残りの健全インバータにより再運転する方式に関する。

【0002】

【従来の技術】 複数台のインバータにより3相モータを可変速駆動する装置は、インバータの故障時に残りの健全インバータによる再運転が可能となり、エレベーターに適用した場合には非常時運転が可能となる。

【0003】 この種の装置には、2台のインバータ出力を相間リアクトルを介して結合して3相モータを駆動し、1台のインバータが故障したときにそれを切り離し、健全なインバータで定格速度よりも低い速度で再運転する方式がある(特願昭62-64957号公報)。

【0004】 他の方式として、巻線が磁気的に独立したタンデムモータあるいは3相2巻線モータを2台のインバータでそれぞれ駆動する装置とし、一方のインバータが故障した時にその切り離しを不要にして他方のインバータで駆動するものが発表されている(平成6年電気学会全国大会、551、超高速エレベーター用駆動装置、保丸ほか、P.5-91~92)。

【0005】 また、本願出願人は、3相2重巻線モータの再運転方式として、再運転時の電流指令を通常時の1/2とする「エレベーター駆動用のインバータ制御装置」を既に提案している(特公平7-002037号公報)。

【0006】 この再運転方式を以下に説明する。

【0007】 (3相2重巻線モータの駆動装置) 図14は、3相2重巻線モータの駆動装置を示し、3相誘導電動機1の固定子巻線に2組の巻線を施し、各組巻線を2台のインバータで個別に励磁する。図示では、6極の誘導電動機を仮定し、3個の巻線U1, V1, W1を1つの組とし、他の3個の巻線U2, V2, W2を1つの組とし、インバータ2, 3で駆動する。

【0008】 (電圧方程式とその変形) この誘導電動機を2軸上の巻線モデルで考えると図15に示すようになる。同図において、電源角周波数 ω で回転するd-q軸上での電圧方程式を求めるとき、次の(1)式となる。

【0009】

【数1】

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ V_{2d} \\ V_{2q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_1 + L_1 P & -\omega L_1 & M_{12} P & -\omega M_{12} & M_{13} P & -\omega M_{13} \\ \omega L_1 & R_1 + L_1 P & \omega M_{12} & M_{12} P & \omega M_{13} & M_{13} P \\ M_{12} P & -\omega M_{12} & R_2 + L_2 P & -\omega L_2 & M_{23} P & -\omega M_{23} \\ \omega M_{12} & M_{12} P & \omega L_2 & R_2 + L_2 P & \omega M_{23} & M_{23} P \\ M_{13} P & -S\omega M_{13} & M_{23} P & -S\omega M_{23} & R_3 + L_3 P & -S\omega L_3 \\ S\omega M_{13} & M_{13} P & S\omega M_{23} & M_{23} P & S\omega L_3 & R_3 + L_3 P \end{bmatrix}}_{\text{インピーダンス行列}} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \\ i_{3d} \\ i_{3q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

R_1, L_1 : 第1巻線の1相分の抵抗及び自己インダクタンス

R_2, L_2 : 第2巻線の1相分の抵抗及び自己インダクタンス

R_3, L_3 : 回転子巻線の1相分の抵抗及び自己インダクタンス

M_{12}, M_{13}, M_{23} : 各巻線間の相互インダクタンス

S : すべり

P : 微分演算子 (d/dt)

【0010】上記の式において、各巻線が平衡巻線とす
ると、 $R_1 = R_2$, $L_1 = L_2$, $M = M_{12} = M_{13} = M_{23}$ とな
る。また、トルク T は次の(2)式で表すことができる *20 【数2】

$$\begin{aligned} T &= \frac{Pole}{2} \{ M_{13} (i_{3d} i_{1q} - i_{3q} i_{1d}) + M_{23} (i_{3d} i_{2q} - i_{3q} i_{2d}) \} \\ &= \frac{Pole}{2} \cdot M \{ (i_{1q} + i_{2q}) i_{3d} - (i_{1d} + i_{2d}) i_{3q} \} \quad (N \cdot m) \end{aligned} \quad (2)$$

【0012】また、二次磁束は次の(3)式で表すこと
ができる、

$$\begin{aligned} &[0013] \\ &[数3] \\ &\lambda_{3d} = M_{13} i_{1d} + M_{23} i_{2d} + L_3 i_{3d} \\ &\lambda_{3q} = M_{13} i_{1q} + M_{23} i_{2q} + L_3 i_{3q} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} &\text{※ } [数4] \\ &\lambda_{3d} = \frac{1}{L_3} \lambda_{3d} - \frac{M_{13}}{L_3} i_{1d} - \frac{M_{23}}{L_3} i_{2d} \\ &\lambda_{3q} = \frac{1}{L_3} \lambda_{3q} - \frac{M_{13}}{L_3} i_{1q} - \frac{M_{23}}{L_3} i_{2q} \end{aligned} \quad (4)$$

【0014】これを変形した次の(4)式

【0015】

$$\begin{aligned} L_1 - \frac{M^2}{L_3} &= (l_1 + M) - \frac{M^2}{L_3} = l_1 + \left(M - \frac{M^2}{L_3} \right) = l_1 + M_\sigma \\ L_2 - \frac{M^2}{L_3} &= (l_2 + M) - \frac{M^2}{L_3} = l_2 + \left(M - \frac{M^2}{L_3} \right) = l_2 + M_\sigma \end{aligned} \quad (5)$$

【0018】となり、これらから前記の(1)式は次の
(6)式に変形できる。

【0016】を前記の(1)式に代入し、さらに、漏れ
インダクタンス $M_\sigma = M - M^2/L_3$ とおくと、

【0017】

【数5】

$$\begin{aligned} &\text{※ } [数5] \\ &L_1 - \frac{M^2}{L_3} = (l_1 + M) - \frac{M^2}{L_3} = l_1 + \left(M - \frac{M^2}{L_3} \right) = l_1 + M_\sigma \\ &L_2 - \frac{M^2}{L_3} = (l_2 + M) - \frac{M^2}{L_3} = l_2 + \left(M - \frac{M^2}{L_3} \right) = l_2 + M_\sigma \end{aligned} \quad (5)$$

【0019】

【数6】

5

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ V_{2d} \\ V_{2q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (l_1 + M_o)P & -\omega(l_1 + M_o) & M_o P & -\omega M_o & \frac{M}{L_3}P & -\omega \frac{M}{L_3} \\ \omega(l_1 + M_o) & R_1 + (l_1 + M_o)P & \omega M_o & M_o P & \omega \frac{M}{L_3} & \frac{M}{L_3}P \\ M_o P & -\omega M_o & R_2 + (l_2 + M_o)P & -\omega(l_2 + M_o) & \frac{M}{L_3}P & -\omega \frac{M}{L_3} \\ \omega M_o & M_o P & \omega(l_2 + M_o) & R_2 + (l_2 + M_o)P & \omega \frac{M}{L_3} & \frac{M}{L_3}P \\ 0 & -R_3 \frac{M}{L_3} & 0 & -R_3 \frac{M}{L_3} & 0 & \frac{R_3}{L_3} + P \\ 0 & 0 & -R_3 \frac{M}{L_3} & 0 & -R_3 \frac{M}{L_3} & \omega S \frac{R_3}{L_3} + P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \\ \lambda_{3d} \\ \lambda_{3q} \end{bmatrix}$$

— (5)

【0020】さらに、電流ベクトルの λ_{3d} , λ_{3q} を λ_{3d} $/M$, λ_{3q}/M の電流表現に直すと、次の(7)式に変形できる。

* 【0021】
【数7】

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ V_{2d} \\ V_{2q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (l_1 + M_o)P & -\omega(l_1 + M_o) & M_o P & -\omega M_o & M'P & -\omega M' \\ \omega(l_1 + M_o) & R_1 + (l_1 + M_o)P & \omega M_o & M_o P & \omega M' & M'P \\ M_o P & -\omega M_o & R_2 + (l_2 + M_o)P & -\omega(l_2 + M_o) & M'P & -\omega M' \\ \omega M_o & M_o P & \omega(l_2 + M_o) & R_2 + (l_2 + M_o)P & \omega M' & M'P \\ 0 & -R_3' & 0 & -R_3' & 0 & R_3' + M'P \\ 0 & 0 & -R_3' & 0 & -R_3' & \omega S M' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \\ \lambda_{3d} \\ \lambda_{3q} \end{bmatrix}$$

— (7)

$$\text{但し、} R_3' = \left(\frac{M}{L_3}\right)^2 R_3, \quad M' = \frac{M^2}{L_3}$$

【0022】(ベクトル制御条件) 上記の電圧方程式になる3相2重巻線モータのd軸を二次磁束上にとると、モータのベクトル制御条件は、 $\lambda_{3d} = \text{一定}$ 、 $\lambda_{3q} = 0$ 、 $i_{3d} = 0$ となる。これらを前記の(3)式に代入すると、次の(8)式になり、モータのトルク分電流はイン※

$$0 = M(i_{1q} + i_{2q}) + L_3 i_{3q}$$

$$\therefore i_{1q} + i_{2q} = -\frac{L_3}{M} i_{3q} \quad — (8)$$

【0024】次に、 $\lambda_{3q} = 0$ が成立するためのすべり周波数の条件を説明する。(7)式の第6行目より、次の(9)式になる。

★

$$0 = -R_3' i_{1q} - R_3' i_{2q} + \omega S M' \cdot \lambda_{3d} / M$$

$$\omega S = \frac{R_3'}{M'} \cdot \frac{(i_{1q} + i_{2q})}{\lambda_{3d} / M} \quad — (9)$$

【0026】また、(7)式の第5行目より、界磁制御 so を行うときの励磁電流と2次磁束の関係を求める

のようになる。

【0027】

* 【数10】

*

$$0 = -R_3' i_{1d} - R_3' i_{2d} + (R_3' + M' P) \lambda_{3d}/M$$

$$i_{1d} + i_{2d} = (1 + \frac{M'}{R_3'} P) \cdot \lambda_{3d}/M \quad \text{--- (10)}$$

$$\text{定常状態では、 } i_{1d} + i_{2d} = \lambda_{3d}/M$$

【0028】以上までのことから、3相2重巻線モータでは、両インバータの励磁分電流の和を励磁分電流、トルク分電流の和をトルク分電流と考えることにより、従来のベクトル制御と同等に扱うことができる。

【0029】また、ベクトル制御が成立しているときのトルクTは、前記の(2)式において $i_{3d} = 0$ を代入し※

$$T = \frac{Pole}{2} \cdot M \left\{ \frac{M}{L_3} (i_{1d} + i_{2d}) (i_{1q} + i_{2q}) \right\}$$

$$= \frac{Pole}{2} \cdot M' (i_{1d} + i_{2d}) (i_{1q} + i_{2q}) \quad \text{--- (11)}$$

【0031】(非干渉制御) 前記の(7)式より、ベクトル制御条件成立時の定常状態でのd, q軸一次電圧の理想電圧を求めるとき、次の(12)式のようになる。★

$$\left. \begin{aligned} V_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega \ell_1 i_{1q} - \omega M_\sigma (i_{1q} + i_{2q}) \\ V_{1q} &= \omega \ell_1 i_{1d} + R_1 i_{1q} + \omega M_\sigma (i_{1d} + i_{2d}) + \omega M' \cdot \lambda_{3d}/M \\ V_{2d} &= R_2 i_{2d} - \omega \ell_2 i_{2q} - \omega M_\sigma (i_{1q} + i_{2q}) \\ V_{2q} &= \omega \ell_2 i_{2d} + R_2 i_{2q} + \omega M_\sigma (i_{1d} + i_{2d}) + \omega M' \cdot \lambda_{3d}/M \end{aligned} \right\}$$

--- (12)

【0033】この式を $\lambda_{3d} = i_{1d} + i_{2d}$ の関係から変形すると、次の(13)式になる。★

$$\left. \begin{aligned} V_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega \ell_1 i_{1q} - \omega M_\sigma (i_{1q} + i_{2q}) \\ V_{1q} &= \omega \ell_1 i_{1d} + R_1 i_{1q} + \omega (M_\sigma + M') (i_{1d} + i_{2d}) \\ &= \omega \ell_1 i_{1d} + R_1 i_{1q} + \omega M (i_{1d} + i_{2d}) \\ V_{2d} &= R_2 i_{2d} - \omega \ell_2 i_{2q} - \omega M_\sigma (i_{1q} + i_{2q}) \\ V_{2q} &= \omega \ell_2 i_{2d} + R_2 i_{2q} + \omega (M_\sigma + M') (i_{1d} + i_{2d}) \\ &= \omega \ell_2 i_{2d} + R_2 i_{2q} + \omega M (i_{1d} + i_{2d}) \end{aligned} \right\}$$

--- (13)

【0035】非干渉制御には、一次電流 i_{1d} , i_{2d} , i_{1q} , i_{2q} に対して上記の(12)式又は(13)式に従った演算により一次電圧指令 v_{1d} , v_{2d} , v_{1q} , v_{2q} を求める。

【0036】(制御装置の基本構成) 以上までのことか

ら、3相2重巻線モータを2台のインバータで駆動するときのベクトル制御装置は、1台のインバータで3相モータをベクトル制御する場合とでは以下の点で異なる。

【0037】(a) 励磁指令及びトルク指令は、インバータの台数Nにより、 $1/N$ にした値が各インバータの

指令値となる。

【0038】(b) 各インバータの制御回路の非干渉制御電圧演算における誘起電圧算出においては、全体の励磁指令 $I_{0*} = (\lambda_{3d}/M) * = i_{1d} + i_{2d} + \dots$ を用いる。

【0039】(c) 一次インピーダンス電圧降下分 ($R_1, i_1/R_2, i_2/\dots$) は、各インバータの一次電流 ($i_{1d}, i_{1q}/i_{2d}, i_{2q}/\dots$) で決定される。

【0040】(d) 相互漏れインダクタンス電圧降下分 $M\sigma$ は、全インバータの一次電流の総和で決定される。

【0041】これら事項を考慮した3相2重巻線モータを2台のインバータで駆動する装置構成を図16に速度制御系を省略して示す。

【0042】同図の共通部分になるすべり周波数演算部4は、励磁指令 I_{0*} とトルク指令 I_{T*} とモータの2次時定数からすべり周波数 s を求め、これにパルスジェネレータ5と速度検出回路6により検出するロータ速度 ω_r を加算することで電源角周波数 ω を求め、さらに積分部7により積分演算することにより位相 θ を求める。

【0043】インバータの制御回路は、インバータ2のみの制御回路2Bに示し、励磁指令 I_{0*} とトルク指令 I_{T*} は2台のインバータによる制御のため係数器8、9でそれぞれ1/2にし、これら指令 i_{1d*}, i_{1q*} 別に電流制御演算部10、11でフィードバック値との偏差をPI(比例積分)演算する。この演算のための電流検出値 i_{1d}, i_{1q} はモータ1からの検出電流を位相 θ を使って座標変換部12で3相/2相変換する。

【0044】非干渉電圧演算部13は、前記の(12)式に基づいて、励磁指令 I_{0*} とトルク指令 I_{T*} 及びそれらを1/2にした電流指令に対する係数演算と角周波数 ω を乗じて加減算を行う。この結果に電流制御演算部10、11の演算結果でそれぞれ加算補正し、PWM回路14によって振幅及び位相 θ を持つ一次電圧波形に合成し、パルス幅変調したゲート波形を得てインバータ2の主回路2Aの各相スイッチをPWMゲート制御する。

【0045】なお、前記の(13)式に基づいた非干渉*

$$T = \frac{Pole}{2} \cdot M' (i_{1d} + i_{2d} + \dots + i_{Nd}) \cdot (i_{1q} + i_{2q} + \dots + i_{Nq}) \quad (14)$$

【0051】

$$\begin{aligned} T &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{N-1}{N} I_0 \cdot \frac{N-1}{N} I_T \\ &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \left(\frac{N-1}{N}\right)^2 I_0 \cdot I_T \end{aligned} \quad (15)$$

演算により制御回路を構成する場合には、非干渉電圧演算部13の演算回路が変更される。また、モータを定出力領域で界磁弱め制御を行うときや最大効率制御を行うために、磁束を可変とする場合には、前記の(10)式にしたがって励磁指令 λ_{3d}/M から励磁電流 $I_{0} (= i_{1d} + i_{2d})$ を求める構成で済む。また、3相N重巻線モータをN台のインバータで駆動する場合も同様の構成になる。

【0046】

10 【発明が解決しようとする課題】従来方式のうち、3相モータを2台のインバータで駆動するときの再運転方式は、3相多重巻線モータを複数台のインバータで駆動するものではない。

【0047】また、モータをタンデム構成にするものでは、インバータの故障時は、健全なインバータで再運転するため、切換回路を不要にできる。しかし、モータをタンデム構成とするため、コスト高になるし、モータの軸長が倍増するため設置スペースのデメリットが大きい。

20 【0048】この点、図14の構成では、体格は大きくなるが、モータ軸長はタンデム方式に比べて短くできる。しかし、この再運転方式では、1台のインバータによる単独運転になり、その制御回路では電流指令 I_{0*}, I_{T*} をそれぞれ係数器8、9で1/2にした i_{1d*}, i_{1q*} で運転することになり、モータトルク T は(11)式より通常時の1/4にまで低下してしまう。

【0049】同様に、3相N重巻線モータをN台のインバータで駆動する構成では、トルク T は(11)式を拡張した次の(14)式になり、1台のインバータが故障したときは、(15)式になって $(N-1)^2/N^2$ まで低下してしまうし、M台のインバータが故障したときは(16)式になって $(N-M)^2/N^2$ まで低下してしまう。

【0050】

【数14】

【数15】

【数16】

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{N-M}{N} I_0 \cdot \frac{N-M}{N} I_T \\
 &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \left(\frac{N-M}{N} \right)^2 I_0 \cdot I_T
 \end{aligned}
 \quad \text{—— (16)}$$

【0053】本発明の目的は、3相多重巻線モータを複数台のインバータで駆動し、インバータ故障発生による再運転時のモータトルクを増大させることができる可変速駆動装置を提供することにある。

【0054】

【課題を解決するための手段】本発明は、3相N重巻線モータをN台のインバータで駆動し、インバータ故障発生時に残りの健全なインバータで再運転を行うのに、健全インバータの励磁電流及びトルク電流を1/(N-M)倍にする方式、励磁電流を(N-M)I_{1LIM}/√2倍にしつつトルク電流リミット値を(N-M)I_{1LIM}/√2とする方式、ACRループをオフする方式、さらにはこれら方式において負荷の要求するトルクと健全インバータが输出可能なトルクとの関係から求めた加速度条件以下で運転する方式としたもので、以下の構成を特徴とする。

【0055】(第1の発明)3相N重巻線モータをN台のインバータで可変速駆動し、通常時は励磁電流及びトルク電流を1/Nにして各インバータの電流指令とし、インバータ故障発生時に残りの健全なインバータで再運転を行う可変速駆動装置において、N台のインバータのうちM台のインバータが故障発生した時に健全インバータの励磁電流及びトルク電流を1/Nから、1/(N-M)倍に切り替える再運転制御手段を備えたことを特徴とする。

【0056】(第2の発明)3相N重巻線モータをN台のインバータで可変速駆動し、通常時は励磁電流及びトルク電流を1/Nにして各インバータの電流指令とし、インバータ故障発生時に残りの健全なインバータで再運転を行う可変速駆動装置において、N台のインバータのうちM台のインバータが故障発生した時に健全インバータの励磁電流及びトルク電流を1/Nから、励磁電流をインバータの装置最大電流I_{1LIM}で決まる(N-M)I_{1LIM}/√2倍にしつつトルク電流リミット値を(N-M)I_{1LIM}/√2に切り替える再運転制御手段を備えたことを特徴とする。

【0057】(第3の発明)3相N重巻線モータをN台のインバータで可変速駆動し、通常時は励磁電流及びトルク電流を1/Nにして各インバータの電流指令とし、インバータ故障発生時に残りの健全なインバータで再運転を行う可変速駆動装置において、N台のインバータのうちM台のインバータが故障発生した時に健全インバータの制御回路の電流制御ループをオフにし、インバータを制御電圧源とする再運転制御手段を備えたことを特徴

とする。

【0058】(第4の発明)前記再運転制御手段は、負荷を加減速領域と定速領域を持つ速度パターンで可変速駆動するシステム構成の場合、負荷の要求するトルクと前記健全インバータが输出可能なトルクとの関係から求め求められる加速度条件以下になる速度指令発生手段を備えたことを特徴とする。

【0059】

【発明の実施形態】(第1の実施形態)図1は、本発明の実施形態を示す3相2重巻線モータの運転継続・制御システム構成図である。同図が図16と異なる部分は、再運転のための再運転制御部とスイッチ部を設けた点にある。

【0060】トルク指令I_{T*}は、速度制御アンプ21による速度指令ω_{r*}と速度検出値の偏差をP_I(比例積分)演算し、これにリミッタ22により制限した速度制御系によって求められる。このリミッタ22のリミット値は、リミッタ演算部23と24で求められ、スイッチ25によって通常時はリミッタ演算部23の出力で設定し、1台のインバータが故障したときはスイッチ25を切換えてリミッタ演算部24の出力で設定する。

【0061】スイッチ26と27は、その動作で係器8と9をバイパスさせ、励磁指令I_{0*}及びトルク指令I_{T*}を1/2にすることなく、そのまま電流指令i_{1d*}, i_{1q*}として制御回路2Bと3Bやすべり周波数演算部4に与える。

【0062】スイッチ28はインバータ2の主回路2Aとモータ1の間を切り離し可能にし、29はインバータ3の主回路3Aとモータ1の間を切り離し可能にする。

【0063】これらスイッチ25~29は、再運転制御部30によって制御される。再運転制御部30は、インバータの主回路素子の破損やヒューズ断などの故障発生時に、制御回路2B及び3Bから故障信号を故障検出回路301に取り込み、この故障信号によってインバータ2と3の何れが故障発生したかを判定し、切換制御回路302が故障発生インバータに応じて切換制御信号を発生し、この切換制御信号に応じてスイッチ制御回路303が各スイッチ25~29を制御する。

【0064】以上の構成において、例えば、インバータ3が故障発生し、インバータ2のみで再運転を行う場合、スイッチ29を開放制御し、スイッチ28は閉じ、スイッチ26、27を閉じ、スイッチ25を演算部24側に切り替える。

【0065】スイッチ26、27の閉により、電流指令

i_{1d*}, i_{1q*} は、通常時の2倍になり、(11)式又は(15)式になるトルク T が $1/4$ に低下するのを無くす。また、(12)式から分かるように、インバータからモータに印加する一次電圧が約 $1/2$ になるのを無くして電圧利用率を高める。

【0066】この場合、電流指令 i_{1d*}, i_{1q*} を2倍にするに伴い、リミッタ22のリミット値を通常時のものと同じにするため、スイッチ25をリミッタ演算部24側に切り替える。但し、 $I_0* < I_{1LIM}$ かつ $i_{1d*} \ll i_{1q*}$ のときに有効であり、図2に示すように、励磁電流 I_0* に比べてトルク電流 I_T* が大きくなる装置、例えばエレベータのように加減速トルクが定格トルクの2.5~4倍に大きくなる装置に有効となる。

【0067】(第2の実施形態) 上記の実施形態は、3相2重巻線モータの場合を示すが、3相N重巻線モータ*

$$23 \text{ のリミッタ値} = \sqrt{(N \cdot I_{1LIM})^2 - I_0*^2}$$

$$24 \text{ のリミッタ値} = \sqrt{((N-M) \cdot I_{1LIM})^2 - I_0*^2}$$

$$(N-M) \cdot I_{1LIM} = \sqrt{I_0*^2 + I_T*^2}$$

—— (17)

【0070】(第3の実施形態) 前記までの実施形態において、インバータ故障時に健全インバータで再運転を行うとき、インバータ装置容量を規定する装置最大電流 I_{1LIM} の制約の下に最大トルクが得られると有益となる。

【0071】この最大トルクとなる条件は、図4のベクトル関係から、 I_{1LIM} 一定で $T \propto i_{1d*} \times i_{1q*}$ より、 $i_{1d*} \times i_{1q*}$ の面積が最大になること、つまり $i_{1d*} = i_{1q*} = I_{1LIM} / \sqrt{2}$ のときである。

【0072】以上のことから、本実施形態では、最大トルクを得る再運転制御のために、図5に示す構成とする。同図は、3相2重巻線モータに適用した要部制御回路を示し、図1の場合と異なる部分は、係数器33とスイッチ34を設けた点にある。

【0073】係数器33は、装置最大電流 I_{1LIM} の $1/\sqrt{2}$ の値を得る。スイッチ34は、1台のインバータが故障したときに切り替えられ、それまでの励磁電流 I_0* に代えて係数器33を通した $I_{1LIM} / \sqrt{2}$ にする。このときのトルク電流 I_T* のリミッタ値 I_{TLIM} は、次の値になる。

【0074】

※

$$T = K \cdot i_{1d} \cdot i_{1q}$$

—— (19)

$$\text{但し、 } K = \frac{\text{Pole}}{2} \cdot M'$$

【0078】これに次の(20)式の関係を代入して変形すると、電流 i_{1d}, i_{1q} は次の(21)式と(22)

の場合も同様に構成される。図3は、3相N重巻線モータに適用した場合の要部制御回路を示す。インバータはN台設け、これに伴い係数器8と9は励磁電流 I_0 とトルク電流 I_T* をそれぞれ $1/N$ にする。また、N台のインバータのうちM台のインバータが故障した場合に対応するため、スイッチ26、27は係数器8、9をバイパスさせるのに代えて、係数 $1/(N-M)$ を持つ係数器31及び32へ切り替える構成にされる。なお、係数器31、32の係数演算に必要な台数Mは再運転制御部30から与えられる。

【0068】また、インバータの容量は、装置最大電流 I_{1LIM} で制約されるため、リミット演算部23、24のトルク電流のリミッタ値は次式の演算で求める。

【0069】

【数17】

※【数18】

$$I_{1LIM} = \sqrt{I_0*^2 + I_T*^2}$$

$$I_{TLIM} = \sqrt{I_{1LIM}^2 - I_0*^2}$$

$$= \sqrt{I_{1LIM}^2 - \left(\frac{I_{1LIM}}{\sqrt{2}}\right)^2}$$

$$= \frac{I_{1LIM}}{\sqrt{2}}$$

—— (18)

【0075】ここで、最大トルク制御と通常のベクトル制御とのトルク比較について説明する。

【0076】通常のベクトル制御において、1台のインバータが故障し、残りの1台の健全なインバータで再運転したとき、トルクは前記(11)式より次の(19)式になる。

【0077】

【数19】

40

式として求められる。

50 【0079】

【数20】

$$I_1 = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}$$

—— (20)

$$i_{1q} = A i_{1d}$$

A: 比率

【0080】

【数21】

$$I_1 = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}$$

$$= \sqrt{1+A^2} \cdot i_{1d}$$

$$\therefore i_{1d} = \frac{I_1}{\sqrt{1+A^2}}$$

—— (21)

$$I_1 = \sqrt{\frac{i_{1q}^2}{A^2} + i_{1q}^2}$$

20

$$= \sqrt{\frac{1}{A^2} + 1} \cdot i_{1q}$$

$$\therefore i_{1q} = \frac{I_1}{\sqrt{\frac{1}{A^2} + 1}}$$

—— (22)

*

$$T' = K I_1^2 \cdot \frac{1+A^2 - 2A^2}{(1+A^2)^2} = K I_1^2 \cdot \frac{1-A^2}{(1+A^2)^2}$$

【0085】この比率A = $i_{1q}/i_{1d} = 1$ を(23)式に代入すると、トルクTは次の(25)式になる。

【0086】

【数24】

$$T = K \cdot \frac{1}{2} \cdot I_1^2$$

—— (25)

【0087】この(25)式及び(23)式より、例えば、 $A = i_{1q}/i_{1d} = 4$ のときは、(23)式ではトルク $T = K (4/17) \cdot I_1^2$ になるのに対して、最大トルク条件 $A = i_{1q}/i_{1d} = 1$ とすると(25)式よりトルク $T = K (1/2) \cdot I_1^2$ となり、2.125倍のトルクを得ることができる。

【0088】したがって、図5の構成による本実施形態では、インバータの故障発生時に健全なインバータの励磁電流を $I_{1LIM}/\sqrt{2}$ に切り替え、トルク電流リミッタ値を $I_{1LIM}/\sqrt{2}$ とすることにより、最大トルク条件による運転になって最大トルクによるモータの再運転ができる。

40 8と9は励磁電流 I_{0*} とトルク電流 I_{T*} をそれぞれ1/Nにする。また、N台のインバータのうちM台のインバータが故障した場合に対応するため、スイッチ26、27は係数器8、9をバイパスさせるのに代えて、係数1/(N-M)を持つ係数器31及び32へ切り替える構成にされる。なお、係数器31、32の係数演算に必要な台数Mは再運転制御部30から与えられる。

50 【0091】最大トルクとなる条件は、図7のベクトル関係から、 $I_{0*} = I_{T*} = (N-M) I_{1LIM}/\sqrt{2}$ のときであるため、係数器33の係数を(N-M)/\sqrt{2}として励磁電流 I_{0*} を(N-M) I_{1LIM}/\sqrt{2}とし、トル

* 【0081】これら(21)式と(22)式を(19)式に代入すると、トルクTは次の(23)式になる。

【0082】

【数22】

$$T = K \cdot \frac{1}{\sqrt{1+A^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{A^2} + 1}} \cdot I_1^2$$

$$= K \cdot \frac{A}{1+A^2} \cdot I_1^2$$

10

【0083】この(23)式において、最大トルクの条件を求めるため、トルクTを比率Aで微分すると、次の(24)式になり、 $T' = 0$ が最大トルク条件となることから比率A = 1となる。

【0084】

【数23】

きる。

【0089】(第4の実施形態)図5に示す第3の実施形態は、3相2重巻線モータの場合を示すが、3相N重巻線モータの場合も同様に最大トルクによる運転ができる。図6は、3相N重巻線モータに適用した場合の要部制御回路を示す。

【0090】インバータはN台設け、これに伴い係数器8と9は励磁電流 I_{0*} とトルク電流 I_{T*} をそれぞれ1/Nにする。また、N台のインバータのうちM台のインバータが故障した場合に対応するため、スイッチ26、27は係数器8、9をバイパスさせるのに代えて、係数1/(N-M)を持つ係数器31及び32へ切り替える構成にされる。なお、係数器31、32の係数演算に必要な台数Mは再運転制御部30から与えられる。

【0091】最大トルクとなる条件は、図7のベクトル関係から、 $I_{0*} = I_{T*} = (N-M) I_{1LIM}/\sqrt{2}$ のときであるため、係数器33の係数を(N-M)/\sqrt{2}として励磁電流 I_{0*} を(N-M) I_{1LIM}/\sqrt{2}とし、トル

ク指令リミッタ値を $(N-M) I_{1d}^* / \sqrt{2}$ とする。

【0092】この構成により、3相N重巻線モータをN台のインバータで駆動し、その内のM台のインバータが故障したときに、最大トルクによる再運転ができる。

【0093】(第5の実施形態) 前記までの各実施形態において、健全なインバータで再運転を行うのに、励磁電流及びトルク電流を2倍、又は $N / (N-M)$ 倍にするが、これと等価の条件を得るに制御回路2Bの電流*

$$\left. \begin{aligned} V_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega L_1 i_{1q} - \omega M_0 I_{1T}^* \\ V_{1q} &= \omega L_1 i_{1d} + R_1 i_{1q} + \omega M_0 I_{10}^* + \omega M' \cdot \lambda_{3d} / M \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

【0096】又は、前記の(13)式より、次の(27)式のようになる。

$$\left. \begin{aligned} V_{1d} &= R_1 i_{1d} - \omega L_1 i_{1q} - \omega M_0 I_{1T}^* \\ V_{1q} &= \omega L_1 i_{1d} + R_1 i_{1q} + \omega M_0 I_{10}^* \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

【0098】これら(26)、(27)式と(12)式を比較すると、電圧指令 v_{1q} の ωM にかかる項が $i_{1d} \rightarrow I_{10}^*$ となり、等価的に励磁電流が2倍になり、ACRループの切り離しでトルクを高めた再運転ができる。

【0099】再運転時にACRループを切り離す要部制御回路構成を図8及び図9に示す。これら構成において、スイッチ35は、再運転制御部30が故障検出したときに投入され、健全なインバータの制御回路2BにACRオフ(切り離し)指令を与える。

【0100】図9は、スイッチ26、27の閉により、 $i_{1d}^* = I_{10}^*$ 、 $i_{1q}^* = I_{1T}^*$ とする方式であり、制御電圧源で運転するときは図8のように $i_{1d}^* = (1/2) I_{10}^*$ 、 $i_{1q}^* = (1/2) I_{1T}^*$ のままで運転するのとでは大きな差異はない。

【0101】同様に、3相N重巻線モータを駆動する場合にもACRループの切り離しで励磁電流を $N / (N-M)$ 倍にした運転ができる。この回路構成を図10及び図11に示し、インバータの故障による再運転にはスイッチ35を閉じ、ACRループを切り離す。

【0102】(第6の実施形態) 図12は、エレベータシステムの構成図であり、3相2重巻線モータ1を2台のインバータ2、3で駆動する図1のシステム構成とし、モータ1から滑車(シープ)36を減速機構としてエレベータかご37を昇降させる。38はカウンタウェイト(釣り合い重り)である。

【0103】この構成において、インバータ2、3に与える速度指令、すなわちエレベータの速度パターンは、図13に示すようになり、この速度Vを得るために必要な加減速トルク T_A 、負荷トルク T_{MR} 、全負荷トルク $T_{MR} + T_A$ は図示の実線のようになる。この構成における本実施形態を以下に詳細に説明する。

【0104】(エレベータの定速時のトルク T_{MR}) エレ

*制御(ACR)ループを切り離す構成とする。

【0094】ACRループを切り離すと、ベクトル制御条件が成立しているときの理想電圧指令を非干渉電圧演算部13が output する。このときの電圧は、インバータ2のみで再運転するときは前記の(12)式より、次の(26)式のようになる。

【0095】

【数25】

※【0097】

※【数26】

20 ベータは、モータと滑車の回転運動が、ロープにつながっている「かご」とカウンタウェイトの直線運動に変換される。この直線運動系のパワーPは、力f(N)と速度v(m/s)で表すと、

$$P(W) = f(N) \times v(m/s)$$

となり、力F(kg)と速度V(m/min)で表すと、次式になる。

【0105】

$$P(kW) \times 1000 = F(kg) \times 9.8 \times V(m/min) / 60$$

$$P(kW) = F(kg) \times V(m/min) / 6120$$

30 エレベータでは、かごと釣り合い重りの差がF(kg)となるため、モータ1の所要出力PRは、次式で表すことができる。

【0106】

【数27】

$$P_R = \frac{K_U \times W_R \times V_R}{6120 \times \eta} \quad (28)$$

P: モータ出力 (kW)

K_U: つり合いおもりの不平衡率 (通常 0.5)

W_R: 定格積載荷重 (kg)

η: エレベータ総合効率

V_R: 定格速度 (m/min)

【0107】モータのトルクとパワーの関係は、
 $T(kg \cdot m) = P(kW) \times 1000 / (1.027 \times N(rpm))$

より、(28)式を代入すると、所要トルク T_{MR} は、次の(29)式となる。

【0108】

【数28】

$$19 \quad T_{MR} (kg \cdot m) = \frac{K_u \times W_R \times V_R}{6120 \times \eta} \cdot \frac{1000}{1.027 \times N_M (rpm)} \quad — (29)$$

ここに、 N_M ：定格回転数 (rpm)

【0109】 (エレベータの加減速時のトルク T_A) 回転運動系のトルクは次のように表される。

【0110】

【数29】

$$T_A (kg \cdot m) = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{N_M}{t_A} \quad — (30)$$

GD^2 ：モータ軸換算 GD^2 ($kg \cdot m^2$)

N_M ：定格回転数 (rpm)

t_A ：定格回転数までの加速時間 (sec)

【0111】 そして、かご速度 v (m/s) は、
 v (m/s) = $2\pi \cdot (D/2) \cdot (N_M/60) = \pi$

D ($N_M/60$)

D ：滑車径 (m)

より、この定格回転数 N_M を (30) 式に代入することにより、加減速時のトルク T_A が次式で求められる。

【0112】

【数30】

• 3相2重巻線モータのとき、

$$T = \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot I_{1q*} \\ = \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{I_{1LIM}^2 - I_{0*}^2} \quad (N \cdot m) \quad — (32)$$

• 3相N重巻線モータのとき、

$$T = \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot I_{T*} \\ = \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{\{(N-M)I_{1LIM}\}^2 - I_{0*}^2} \quad (N \cdot m) \quad — (33)$$

【0116】 また、励磁電流を $I_{1LIM}/\sqrt{2}$ 倍又は $(N-40)(N-M)I_{1LIM}/\sqrt{2}$ 倍にして最大トルク制御とする構成では次式になる。

$$20 \quad * T_A (kg \cdot m) = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{60}{\pi D} \cdot \frac{v}{t_A} \\ = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{60}{\pi D} \cdot \alpha \quad — (31)$$

α ：かご加速度 (m/s^2)

【0113】 (エレベータの加減速時の最大トルク) 前記の定速時のトルク T_{MR} と加減速時のトルク T_A から、加減速時に要求される最大トルク T_{max} は、次のようにになる。

【0114】 $T_{max} = T_{MR} + T_A$ (kg · m)
 (再運転時の出力可能なトルク) インバータの故障により、健全インバータによって再運転する場合のトルクは、励磁電流を 2 倍又は $1/(N-M)$ 倍する構成では前記の (11) 式より、次式になる。

【0115】

【数31】

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

20

21
・ 3相2重巻線モータのとき、

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot I_{T*} \\
 &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{I_{1LIM}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{1LIM}}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{I_{1LIM}^2}{2} \quad (N \cdot m)
 \end{aligned} \quad — (34)$$

・ 3相N重巻線モータのとき、

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot I_{T*} \\
 &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{(N-M) \cdot I_{1LIM}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{(N-M) \cdot I_{1LIM}}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{((N-M) I_{1LIM})^2}{2} \quad (N \cdot m)
 \end{aligned} \quad — (35)$$

【0118】(エレベータの加速度条件) 前記までのエレベータ運転に必要なトルクと、再運転時の出力可能なトルクとの関係から、再運転時に健全インバータが出力可能なトルク以内で運転するには、(3.1)式における加速度 α を小さくして加減速トルク T_A を低下させる必*

・ 3相2重巻線モータのとき、

$$\begin{aligned}
 T_{max} = T_{MR} + T_A &< 9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{I_{1LIM}^2 - I_{0*}^2} \quad (kg/m) \\
 T_A &< 9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{I_{1LIM}^2 - I_{0*}^2} - T_{MR} \\
 \alpha &< \frac{375}{60} \cdot \frac{\pi D}{GD^2} (9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{I_{1LIM}^2 - I_{0*}^2} - T_{MR}) \quad (m/s^2)
 \end{aligned} \quad — (36)$$

・ 3相N重巻線モータのとき、

$$\alpha < \frac{375}{60} \cdot \frac{\pi D}{GD^2} (9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot I_{0*} \cdot \sqrt{((N-M) I_{1LIM})^2 - I_{0*}^2} - T_{MR}) \quad (m/s^2) \quad — (37)$$

【0120】また、励磁電流を $I_{1LIM}/\sqrt{2}$ 倍又は $(N-M) I_{1LIM}/\sqrt{2}$ 倍にして最大トルク制御とする構成では次式になる。

- ・3相2重巻線モータのとき、

$$\alpha < \frac{375}{60} \cdot \frac{\pi D}{GD^2} (9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{I_{1LIM}^2}{2} - T_{MR}) \quad [m/s^2] \quad \text{--- (38)}$$

- ・3相N重巻線モータのとき、

$$\alpha < \frac{375}{60} \cdot \frac{\pi D}{GD^2} (9.8 \cdot \frac{Pole}{2} \cdot M' \cdot \frac{((N-M)I_{1LIM})^2}{2} - T_{MR}) \quad [m/s^2] \quad \text{--- (39)}$$

【0122】また、制御電圧源による場合は、励磁電流を2倍又は $1/\sqrt{(N-M)}$ 倍する方法とほぼ同等の特性が得られるため、加速度条件は(36)式又は(37)式と同一とする。

【0123】以上のように、本実施形態では、再運転時の加速度を(36)～(39)式の条件以下にした再運転方式、例えば図13の破線で示すトルク波形に従った再運転を行う。このとき、図1、図3、図5、図6及び図8～図11における再運転時の各速度指令 ω_r は、上記の(36～39)式に従った各条件で設定する加速度 α のパターンを積分することにより決定できる。

【0124】(実施形態の変形例) 以上までの実施形態において、再運転時にACRループをオフする方式を除いた各実施形態では、インバータ制御回路の非干渉電圧演算部13を省略し、d軸ACRループとq軸ACRループによる電流制御のみとする構成にして同等の作用効果を得ることができる。

【0125】

【発明の効果】以上のとおり、本発明によれば、3相N重巻線モータをN台のインバータで駆動し、M台のインバータ故障発生時に健全なインバータで再運転を行うのに、健全インバータの励磁電流及びトルク電流を $1/\sqrt{(N-M)}$ 倍にする方式、励磁電流を $(N-M)I_{1LIM}$ に $\sqrt{2}$ 倍にしつつトルク電流リミット値を $(N-M)I_{1LIM}/\sqrt{2}$ とする方式、ACRループをオフする方式、さらにはこれら方式において負荷の要求するトルクと健全インバータが出力可能なトルクとの関係から求めた加速度条件以下で運転する方式としたため、再運転時のモータトルクを極力大きくした再運転ができる。

【0126】特に、エレベータの駆動装置に適用して乗員救出運転又は正常な再運転が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態を示す3相2重巻線モータのシステム構成図。

【図2】ベクトル図。

【図3】本発明の他の実施形態を示す3相N重巻線モータの要部制御回路図。

【図4】ベクトル図。

【図5】本発明の他の実施形態を示す3相2重巻線モータの要部制御回路図。

【図6】本発明の他の実施形態を示す3相N重巻線モータの要部制御回路図。

【図7】ベクトル図。

20 【図8】本発明の他の実施形態を示す3相2重巻線モータの要部制御回路図。

【図9】本発明の他の実施形態を示す3相2重巻線モータの要部制御回路図。

【図10】本発明の他の実施形態を示す3相N重巻線モータの要部制御回路図。

【図11】本発明の他の実施形態を示す3相N重巻線モータの要部制御回路図。

【図12】エレベータのシステム構成図。

【図13】エレベータの速度・トルクパターン例。

30 【図14】3相2重巻線モータの回路図。

【図15】2軸上の巻線モデル。

【図16】従来の3相2重巻線モータのベクトル制御系システム構成図。

【符号の説明】

1…3相2重巻線モータ

2、3…インバータ

2A、3A…インバータの主回路

2B、3B…インバータの制御回路

8、9…係数器

40 21…速度アンプ

22…リミッタ

23、24…リミッタ値演算部

25、26、27、28、29、34、35…スイッチ

30…再運転制御部

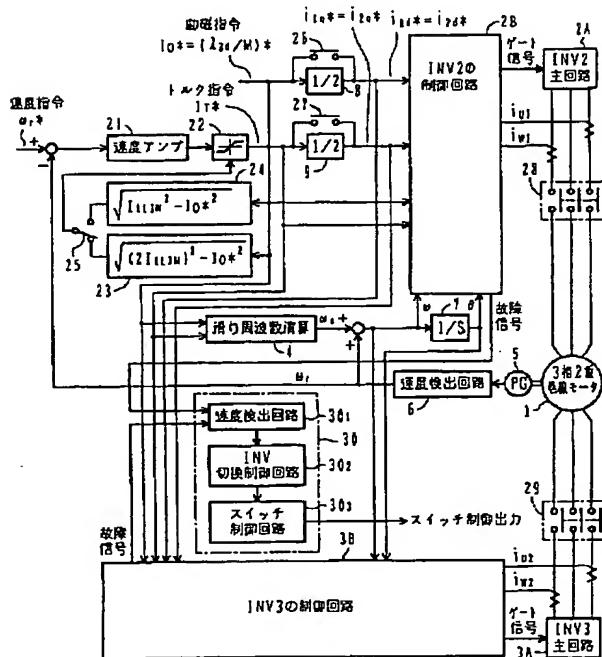
31、32、33…係数器

【図1】

[図2]

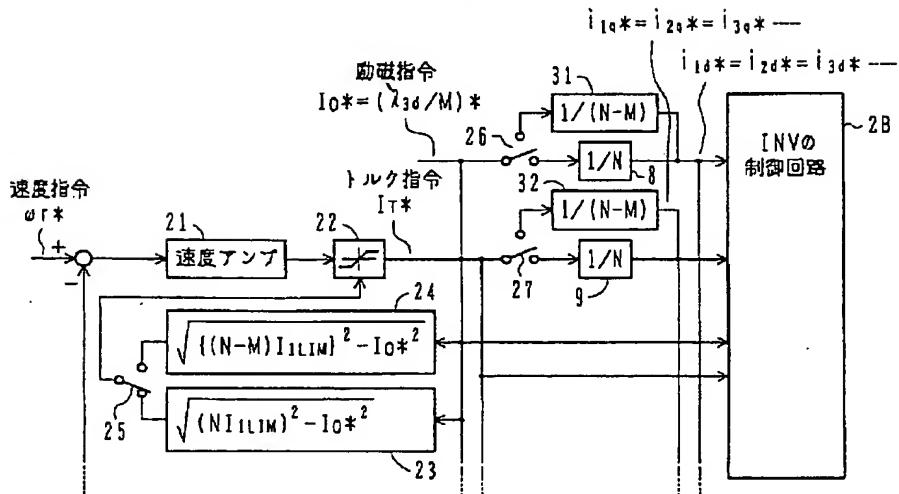
[図4]

3相2重巻線モータのシステム構成図



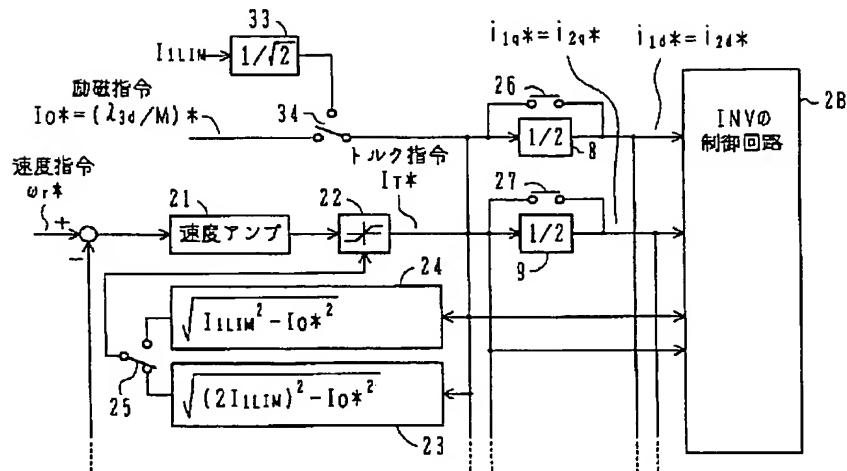
【図3】

3相N重巻線モータの要部制御回路



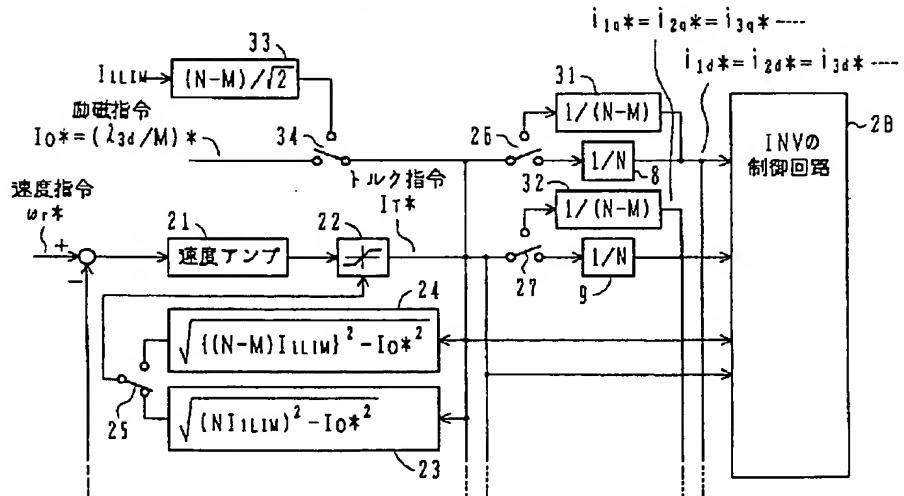
【図5】

3相2重巻線モータの要部制御回路



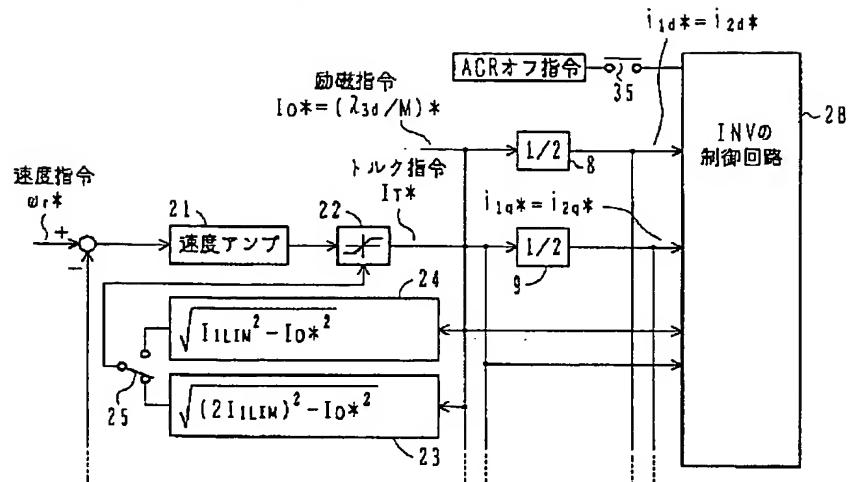
【図6】

3相N重巻線モータの要部制御回路



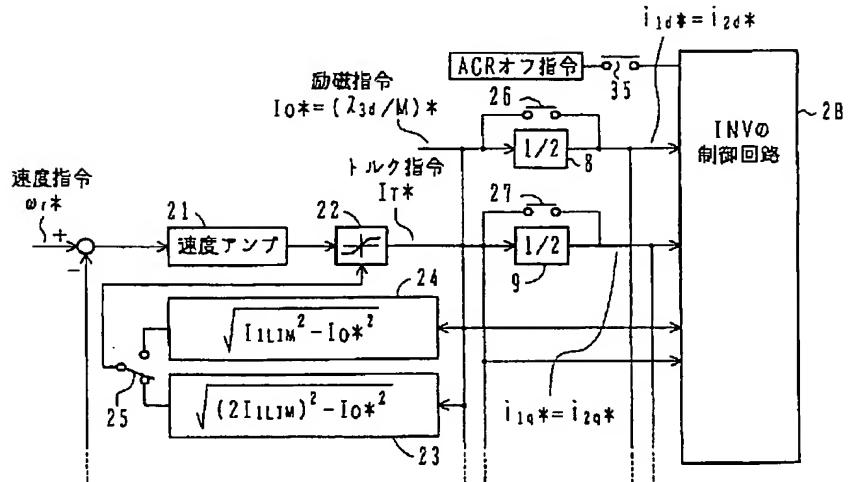
【図8】

3相2重巻線モータの要部制御回路



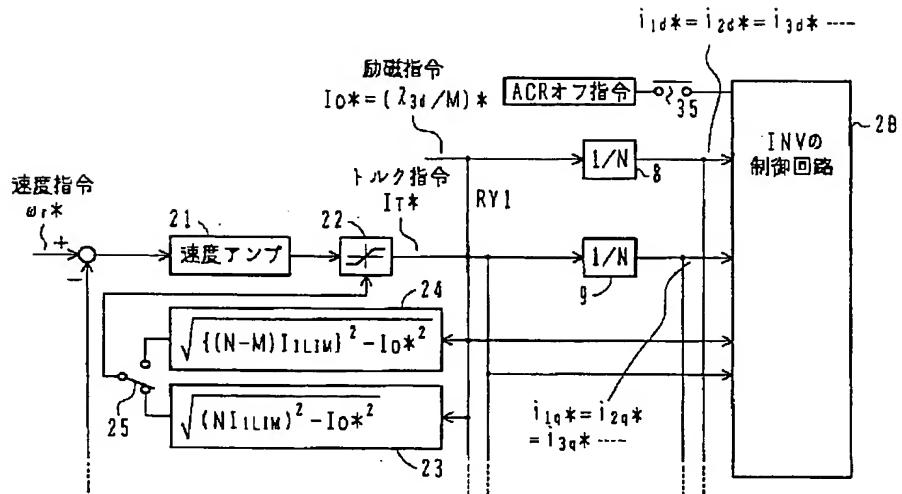
【図9】

3相2重巻線モータの要部制御回路



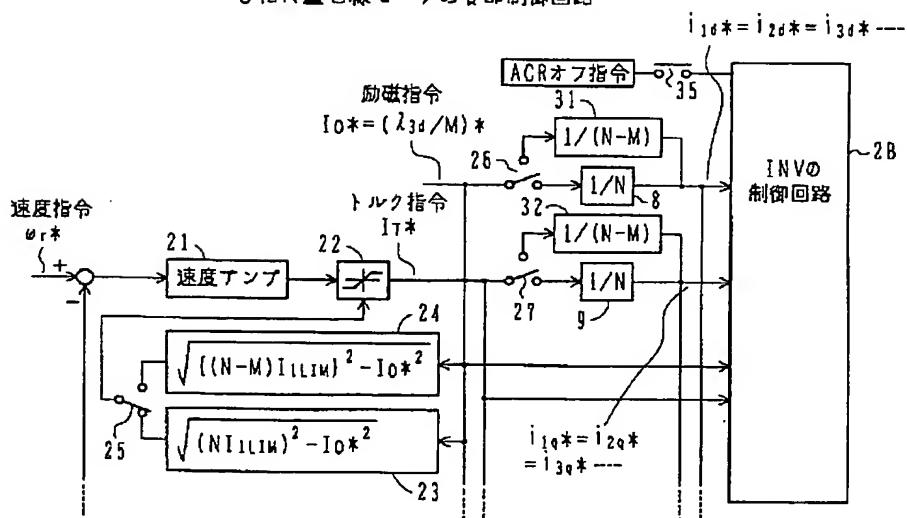
【図10】

3相N重巻線モータの要部制御回路



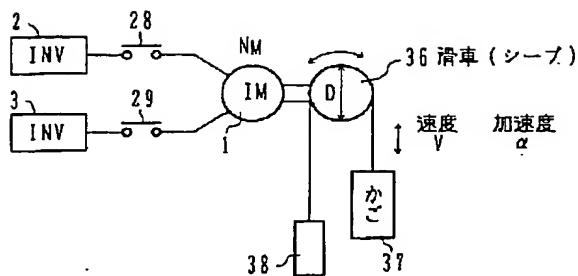
【図11】

3相N重巻線モータの要部制御回路



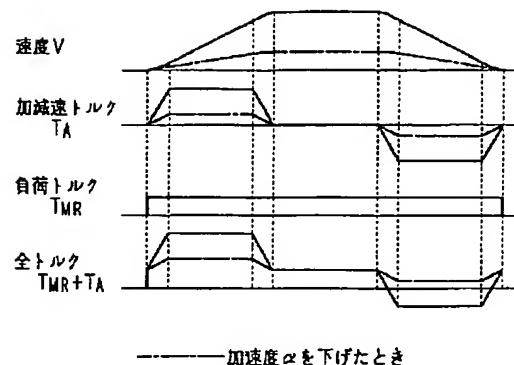
【図12】

システム構成図



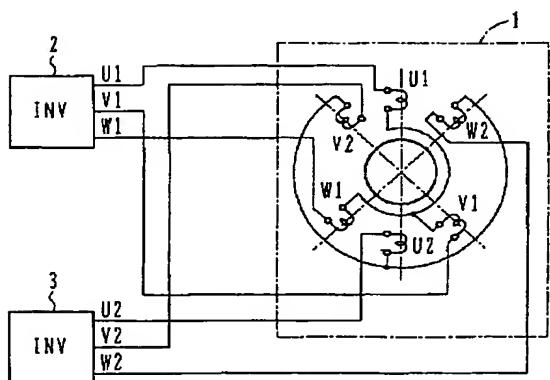
【図13】

エレベータの速度・トルクパターン例



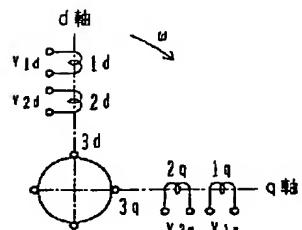
【図14】

3相2重巻線モータ



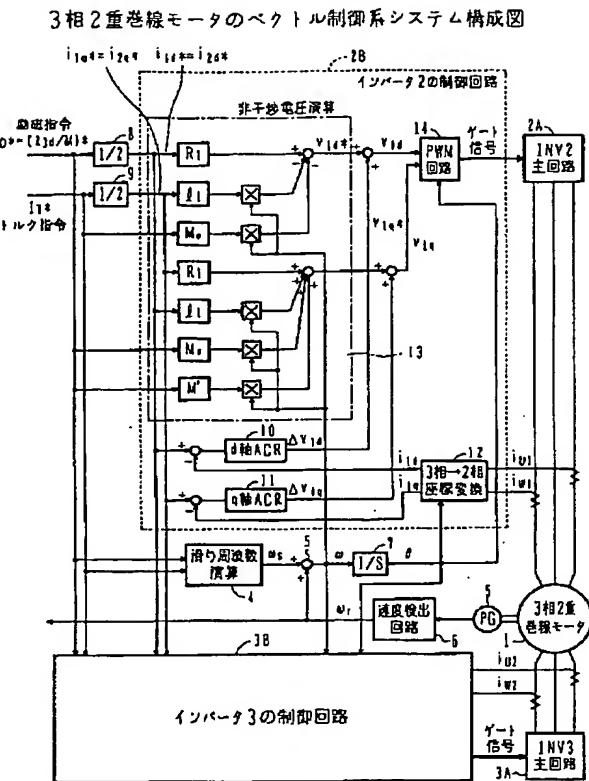
【図15】

2軸上の巻線モデル



1d, 1q: 第1組の固定子巻線 (第1巻線) のd軸, q軸成分
 2d, 2q: 第2組の固定子巻線 (第2巻線) のd軸, q軸成分
 3d, 3q: 回転子巻線のd, q軸成分

【図16】



フロントページの続き

(72)発明者 山田 哲夫

東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式会
社明電舎内

(72)発明者 小玉 貴志

東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式会
社明電舎内

(72)発明者 吉田 康宏

東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式会
社明電舎内

Fターム(参考) 3F002 EA05 EA08 GB02

5H576 AA07 BB10 DD02 DD04 EE01
EE11 GG02 GG04 GG07 HB05
JJ05 JJ22 JJ24 JJ28 LL07
LL22 LL30 MM01 MM07 MM11
PP01